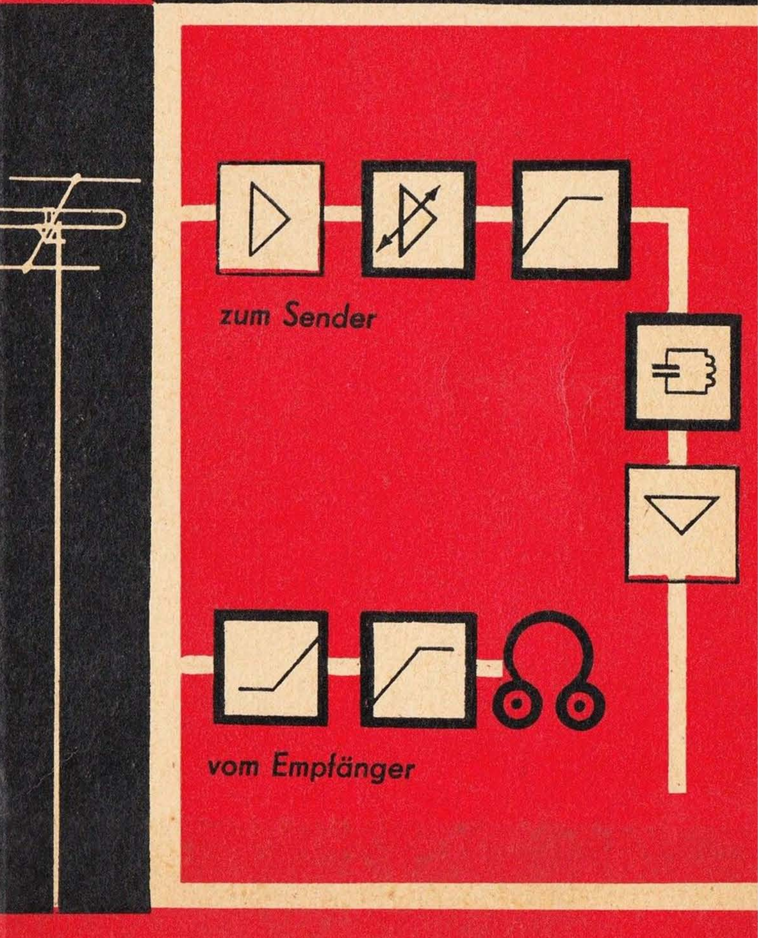
42

DER PRAKTISCHE FUNKAMATEUR



Klaus K. Streng

NF-Spezialschaltungen für den Amateur

Der praktische Funkamateur · Band 42

NF-Spezialschaltungen des Funkamateurs

Klaus K. Streng

NF-Spezialschaltungen des Funkamateurs



Deutscher Militärverlag

Vorwort

Im Band 25 dieser Broschürenreihe werden unter dem Titel „Niederfrequenzverstärker" einfache Verstärkerschaltungen vorgestellt, ihre einzelnen Stufen beschrieben und Hinweise für den Aufbau gegeben. Diese Broschüre wendet sich vor allem an den Anfänger, der sich seinen Mikrofon- oder Plattenspielerverstärker selbst bauen möchte. Auch der Funkamateur findet manchen Hinweis, den er für den Aufbau seiner Modulationsverstärker verwenden kann.
Doch einfache lineare Verstärker mit mehr oder weniger breitem Frequenzbereich sind nur der Anfang der NF-Technik. Der Funkamateur braucht mehr. Er will die Modulationsspitzen beschneiden, damit sein Sender nicht übermoduliert wird und verzerrt. Er will die Dynamik seiner Sprache einengen, um den mittleren Modulationsgrad zu erhöhen. Er benötigt NF-Filter, die alle Frequenzen unterdrücken, die nicht für die Textverständlichkeit notwendig sind. Er will wissen, wie man Rauschen unterdrückt, Impulsstörungen „austastet", eine Tonfrequenz sehr trennscharf ausfiltert und vieles andere mehr. Schon Hinweise für den Aufbau eines einfachen Impedanzwandlers können unnötige Arbeit ersparen. Mit all diesen Problemen, den ausgesprochenen „Spezialschaltungen", befaßt sich die vorliegende Broschüre. Bewußt wurde die Thematik auf das eingeengt, was der Funkamateur *etwa* für seine Station gebrauchen kann. Die hier gezeigten Schaltungen stellen also nur einen kleinen Teil dessen dar, was heute mit modernen elektronischen Bauelementen möglich ist; das Gebiet dieser neuen Technik ist bereits riesengroß und breitet sich ständig weiter aus.
Deshalb auch wurde der methodische Schwerpunkt weniger auf narrensichere „abzukupfernde" Schaltungen gelegt als auf deren grundsätzliche Wirkungsweise. Der „newcomer" darf nicht gleich die Flinte ins Korn werfen, wenn eine komplizierte Schaltung nicht das hält, was er von ihr erwartet hat. Wer weiß, wie die einzelnen Bauelemente der Schaltung arbeiten und

welche Funktion sie erfüllen, wird — wenn auch manchmal erst nach langem Suchen — den Fehler finden. Er kann die Schaltung variieren, ergänzen und durch eigene Ideen erweitern. Und darauf kommt es an beim Verständnis der Technik.
Möge dieses Büchlein dem angehenden Funker — gleich ob bei der Post, der Nationalen Volksarmee oder als Amateur — eine kleine Hilfe sein.

Berlin, April 1963 Der Verfasser

Inhaltsverzeichnis

1. Begrenzerschaltungen

1.1. Einsatz und Zweck von Begrenzerschaltungen

Im allgemeinen wird Wert darauf gelegt, die Amplitude einer NF-Spannung formgetreu zu übertragen. Nur dann ist die Lautsprecherwiedergabe annähernd dem Original — der Sprache — ähnlich. In der Fernsprechtechnik und in der Funktechnik weicht man hiervon ab, wenn es technisch notwendig oder vorteilhaft ist. Entgegen der in der Studiotechnik üblichen Forderung nach möglichst naturgetreuer Übertragung genügt es, daß eine einwandfreie Verständigung gewährleistet wird.
So macht die Begrenzung der Lautstärkespitzen eine Einschränkung der weitestgehend naturgetreuen Übertragung notwendig:
Im Sprachspektrum jedes Menschen — erst recht in dem ungeschulter Sprecher, wie es Funker in den meisten Fällen sind — treten auch bei ruhiger, scheinbar völlig gleichmäßiger Sprache Spannungsspitzen auf (Bild 1). Bei Telefoniebetrieb

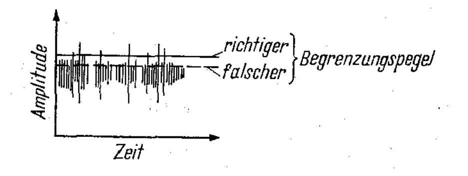


Bild 1
Die schwankenden Amplituden der Sprachmodulation und der Begrenzungspegel

muß man auf diese Spitzen hin aussteuern, da ja der Sender nie übermoduliert werden darf. Der mittlere Modulationsgrad des Senders geht dabei um so stärker zurück, je stärker die Spitzen aus dem Spektrum herausragen.
Beim Rundfunksender nimmt man dies in Kauf. Der mittlere Modulationsgrad ist deshalb dort stellenweise sehr niedrig; dadurch sinken Reichweite und Wirkungsgrad des Senders beträchtlich. Bei kommerziellen Sendern mit meist relativ geringer Leistung kann man nicht so großzügig verfahren. Hier kommt es auf große Reichweite und gute Verständlichkeit an. Um den mittleren Modulationsgrad des Senders zu heben, begrenzt man die Spitzen in der Modulation, schneidet sie ab. Dies darf natürlich nicht so geschehen, daß man die Sprach-

modulation völlig einebnet, indem man *jedes* Lautstärkemaximum begrenzt (gestrichelte Linie in Bild 1), sonst würde die Verständlichkeit des gesprochenen Textes stark zurückgehen.
Diese kurzen Ausführungen beweisen, daß das richtige Einstellen des Begrenzers beziehungsweise der Aussteuerung stark vom Text, von der Sprache und vom Sprecher abhängt. Die Einstellung des Begrenzers muß sorgfältig ausprobiert werden.
Vorteilhaft ist am Sender der gleichzeitige Einsatz von Begrenzer und Dynamikkompressor (siehe Abschnitt 2). Falls nur Begrenzer verwendet werden, schaltet man in der kommerziellen Funkpraxis hin und wieder 2 verschiedene Begrenzer hintereinander. Der eine, meist im oder hinter dem Mikrofonverstärker, begrenzt die erwähnten starken Dynamikspitzen der Sprachmodulation; ein anderer Begrenzer im Modulationsverstärker des Senders verhindert eine Übermodulation und schützt dadurch Röhren und andere Bauelemente.
Aber nicht nur im Sender ist der Begrenzer möglich. Auch im Empfänger kann man ihn bei Kopfhörerempfang verwenden. Er verhindert das lästige „Überschreien" des Kopfhörers beim Einregeln des Empfängers, bei Wellenschwund oder infolge Knackstörungen (Gewitter). Diese Erscheinungen kennt jeder Funker, und er weiß auch, wie unangenehm sie sind. Ein Begrenzer verhindert hier ebenfalls, daß die Lautstärkespitzen wirksam werden.
Schließlich haben Begrenzer auch im NF-Großverstärker ihre Berechtigung. Sie verhindern eine Übersteuerung der Endstufe, was sich auf die Lebensdauer von Endröhren und Lautsprecher vorteilhaft auswirken kann. Außerdem verhindert der Begrenzer auch hier (genau wie am A-3-Sender) das „Verschlucken" mit mehr oder weniger langer Erholungszeit (bis zu einigen Sekunden).

1.2. Clipperschaltungen

Die einfachsten Begrenzerschaltungen sind als „Clipper" bekannt. Sie beruhen darauf, daß sich der Innenwiderstand einer Diode vom Durchlaß- zum Sperrgebiet ruckartig wesentlich ändert (Bild 2). Mit Dioden und Ohmschen Widerständen kann man einen Spannungsteiler aufbauen, der bis zu einer gewissen Spannung wenig, bei größeren Spannungen aber sehr stark

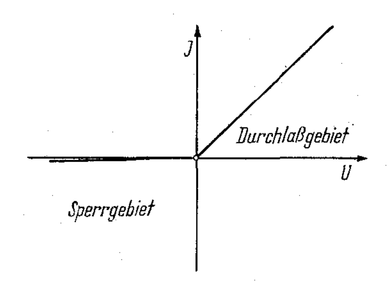


Bild 2
Strom-Spannungs-Kennlinie einer Halbleiterdiode (idealisiert)

teilt. Die Schaltung wirkt sich bei Beschickung mit Modulation so aus, daß alle Spitzen über die Diodenvorspannung hinaus entweder völlig abgeschnitten oder doch weitestgehend reduziert werden (1 : 10 bis 1 : 1 000). Bild 3 verdeutlicht diese grund-

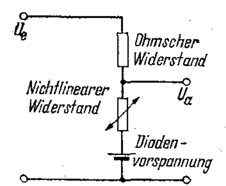


Bild 3
Zur Wirkungsweise des Clipperbegrenzers

sätzliche Erklärung des Clippers. In der Praxis sind verschiedene Schaltungen möglich.
In allen Fällen muß man 2 Dioden mit unterschiedlicher Polarität verwenden, um beide Halbwellen der Modulationsspannung möglichst symmetrisch zu begrenzen (mit Ausnahme des weiter unten erwähnten Falles der „unsymmetrischen" Modulation).
Bild 4a zeigt eine einfache Schaltung mit der Röhre EAA 91 (6 AL 5) als Parallelbegrenzer. Sie erfordert eine Hilfsgleichspannung von 10 V mit geerdetem Mittelpunkt. Mit dem Doppelpotentiometer P_1 wird der Begrenzerpunkt eingestellt: Bei allen Amplituden, die die an P_1 eingestellte Spannung überschreiten, werden die Dioden leitend, die Eingangsspannung wird stark geteilt. Im gesperrten Zustand weisen die Dioden einen unendlich großen Widerstand auf; die gesamte Eingangsspannung wird am Ausgang wirksam. Das Verhältnis R_1/Durchlaßwiderstand der Dioden bestimmt die Spannungsteilung bei Begrenzung. Aus dem Kennlinienfeld der Röhre EAA 91 ist ersichtlich, daß sie bei etwa 5 V einen Durchlaßwiderstand von 120 Ω hat. Daraus ergibt sich mit R = 100 k Ω

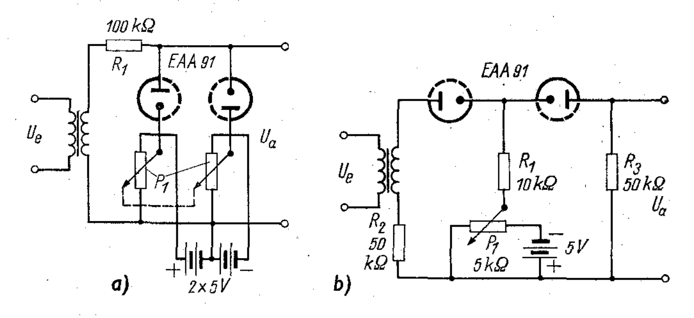


Bild 4 Ausgeführte Clipper a) Parallelbegrenzer b) Reihenbegrenzer

eine ungefähre Spannungsteilung von 1 : 800, das heißt, etwaige Lautstärkespitzen werden nur noch mit 1/800 wirksam. Anders gesagt, bei einer Spitze von 10 V (= 5 V Übersteuerung) nimmt die Ausgangsspannung nur auf etwa 5,006 V zu. Diese Rechnung ist nicht völlig exakt, da auch der Wert des Doppelpotentiometers P_1 in die Spannungsteilung eingeht. Der Wert jeder Sektion von P_1 addiert sich zu dem Durchlaßwiderstand der Diode; deshalb ist ein möglichst geringer Wert von P_1 erwünscht. Dabei muß man darauf achten, daß der maximale Diodendauerstrom 9 mA (bei der EAA 91) nicht überschreitet. Auch muß die Gleichspannungsquelle die Belastung durch den Diodenstrom vertragen können. Die beiden letztgenannten Bedingungen setzen dem Wert von P_1 eine untere Grenze.
Beim Serien-Diodenbegrenzer nach Bild 4b gibt es diese Nachteile nicht. Die beiden Dioden leiten bei kleinen Amplituden, bei größeren Amplituden sperren sie. Da ihr Widerstand im gesperrten Zustand unendlich groß ist, erfolgt eine vollständige Begrenzung, das heißt, am Ausgang wird die Übersteuerung nicht wirksam. Außerdem erfordert diese Schaltung nur eine Gleichspannung gegen Erde. In Bild 4b liegt der positive Pol dieser Spannung an Masse. Sollte der negative Pol der Spannung an Masse liegen, so braucht man nur die Dioden umzupolen. Der Begrenzerpunkt wird an dem einfachen Potentiometer P_1 für beide Halbwellen gleichzeitig eingestellt.
Nachteile der Schaltung: Es erfolgt über R_1 — Diode 1 — R_2 und R_1 — Diode 2 — R_3 eine „Spannungsteilung im Durchlaßbereich", die im Verstärker mühelos wieder ausgeglichen werden kann. Durch richtige Auswahl der Widerstände muß man dafür sorgen, daß diese Spannungsteilung für beide Halbwellen

gleich groß ist. In Bild 4b sind einige Werte angegeben, die man aber selbstverständlich variieren kann, wenn es die Belange der Schaltung (Belastbarkeit der Tonfrequenzquelle usw.) erfordern.

Es kann sich auch als ein Nachteil erweisen, daß in der Schaltung nach Bild 4b beide Halbwellen durch das Einstellen von P_1 entsprechend begrenzt werden. Analog Bild 4a ist es möglich, P_1 durch 2 einzelne Potentiometer zu ersetzen, damit man den Einsatzpunkt für jede Halbwelle getrennt einstellen kann. Dadurch gleicht man Unsymmetrien der Dioden beziehungsweise deren Widerstände aus. Wichtiger aber ist, daß die menschliche Sprache keine in bezug auf die Zeitachse symmetrische Wechselspannung darstellt. Bereits 1941 zeigte Wigand, wie sich der Modulationsgrad eines Senders beträchtlich erhöhen läßt, wenn man die Phasenlage der Modulationsspannung so wählt, daß sich die größere Halbwelle in Richtung Amplitudenerhöhung der Sender-Outputleistung auswirkt. Da die Übersteuerung des Senders in erster Linie durch das periodische Verschwinden des Trägers bei Spitzen der Modulationsspannung verursacht wird, ist es richtig, wenn die kleinen Amplituden der Modulation leistungsmindernd wirken (Bild 5). Nach Wigand beträgt die Unsymmetrie der Sprech-

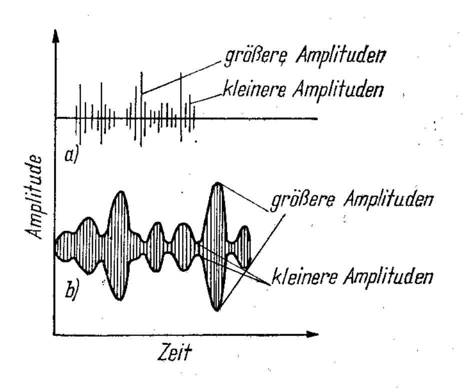


Bild 5
Das unsymmetrische Spannungsspektrum der Sprachmodulation läßt sich zur Erhöhung des Modulationsgrads ausnutzen

wechselspannung etwa 6 dB. Es ist deshalb von Vorteil, den Begrenzer nach einem Oszillografenbild von der Ausgangsspannung getrennt für jede Halbwelle einzustellen. Mit einer solchen Einstellung wird dann tatsächlich das Letzte aus dem Sender herausgeholt. Die ausreichende Spannungsfestigkeit der modulierten Stufe ist Voraussetzung dafür, daß die positive

Amplitude der Modulation ohne Schaden verarbeitet wird. (NB.: Die erwähnte Maßnahme hat nur bei Anodenmodulation in der Endstufe Sinn; Anfängern wird von der diffizilen getrennten Einstellung beider Halbwellen abgeraten.)
Bei Ausnutzung der Unsymmetrie des Spektrums im Modulator muß darauf geachtet werden, daß ein Umpolen des Mikrofons oder eines Verstärkers im Übertragungsweg das völlige Neueinstellen der Begrenzer erfordert.
Die Bestückung mit der Diode EAA 91 wurde hier nur als Beispiel gezeigt. Geeignet ist jede Zweiweg-Gleichrichterröhre mit möglichst geringem Innenwiderstand. Hinzu kommt (mit Ausnahme der Schaltung gemäß Bild 4b) die Forderung nach getrennten Katoden. Die bekannte und gleichfalls geeignete Doppeldiode 6 H 6 hat bei 5 V einen ungefähren Durchlaßwiderstand von 500 Ω.
Schließlich können die Röhrendioden in beiden Grundschaltungen auch durch Halbleiterdioden ersetzt werden. Die Schaltung ändert sich hierdurch nicht, jedoch haben Halbleiterdioden keinen unendlich großen Sperrwiderstand wie Röhrendioden. Die Schaltung nach Bild 4b würde mit Halbleiterdioden nicht vollkommen begrenzen, da über den Diodensperrwiderstand auch bei Begrenzung ein Bruchteil der Modulationsspannung an den Ausgang der Schaltung gelangt. In der Praxis wirkt sich dies kaum aus.
Die Kapazitäten der Dioden (Röhren und Halbleiter) können bei NF bedenkenlos vernachlässigt werden.

1.3. Begrenzer mit veränderlichem Widerstand

Neben den Diodenclippern, die eine übersteuernde Amplitude im Extremfall völlig abschneiden, gibt es noch andere Schaltungen, die die Begrenzung „weicher" vornehmen. Das radikale Abschneiden ist zwar für die zu schützenden Bauelemente ein ausgezeichnetes Verfahren, kann sich aber auf die Verständlichkeit der Modulation nachteilig auswirken.
Ein bekanntes Verfahren arbeitet wie folgt (Bild 6): Die Ein-

Bild 6
Zur Wirkungsweise des Begrenzers mit veränderlichem Widerstand

gangsspannung wird vom Spannungsteiler R_1/R_2 geteilt. R_1 ist ein Ohmscher Widerstand, der Wert von R_2 ist amplitudenabhängig, er ändert sich entsprechend der Modulation. Bei größeren Amplituden verringert sich der Wert, die Spannungsteilung nimmt zu, der Wert der Ausgangsspannung steigt nicht mehr proportional zur Eingangsspannung an. Je nach Kennlinie des gesteuerten Widerstands R_2 erreicht man ein mehr oder weniger „weiches" Begrenzen der Amplituden.* Ist R_2 eine Elektronenröhre, so läßt sich unter anderem erreichen, daß die Widerstandssteuerung frequenzabhängig arbeitet (die Begrenzung setzt dann bei tiefen und bei hohen Sprechfrequenzen verschieden ein). Dies kann für die Verständlichkeit sehr wichtig sein.

Bild 7 zeigt eine derartige Begrenzerschaltung nach einem amerikanischen Patent (US-Pat. 2 679 926). Die Wirkungsweise der Schaltung ist wie folgt: Die Eingangsspannung gelangt

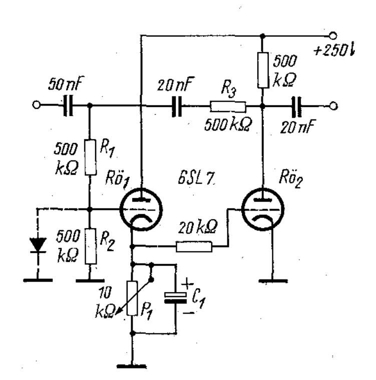


Bild 7
Begrenzer nach Miller

über den Spannungsteiler R_1/R_2 zum Gitter der Triode $Rö_1$, die in Anodenbasisschaltung arbeitet, und gleichzeitig zu einem Spannungsteiler, bestehend aus R_3 und dem Innenwiderstand der zweiten Triode $Rö_2$. Diese Röhre wird galvanisch aus der Katode von $Rö_1$ gesteuert, jedoch gelangen lediglich Gleichstromkomponenten zur Wirkung, weil die Wechselspannung an der Katode von $Rö_1$ durch C_1 kurzgeschlossen ist. Durch die Aussteuerung von $Rö_1$ verschiebt sich die Gitterspannung von

* Diese „weiche" Begrenzung grenzt an die in Abschnitt 2 besprochenen Dynamikkompressoren.

$Rö_2$ mehr oder weniger nach positiven Werten, der Innenwiderstand ändert sich dabei wesentlich. Bei großer Amplitude wird das Gitter von $Rö_2$ stark positiv, der Innenwiderstand sinkt, und die Eingangsspannung wird stärker geteilt. Bild 8 zeigt die

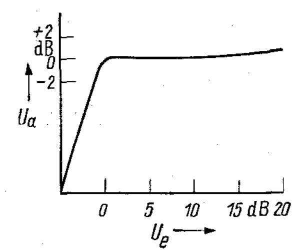


Bild 8
Kennlinie des Miller-Begrenzers nach Bild 7

Regelkurve, die am Originalgerät erzielt wurde; alle Amplituden über dem Begrenzerpunkt werden praktisch begrenzt (18 dB eingangsseitige Übersteuerung bewirken nur Bruchteile eines dB Übersteuerung am Ausgang).

Das Mustergerät ist mit der Doppeltriode 6 SL 7 bestückt, die mancher Amateur noch aus ehemaliger WF-Fertigung besitzt oder gelegentlich günstig erwerben kann. Im Prinzip läßt sich jede Doppeltriode verwenden, doch müssen, wenn nötig, einige Werte der Schaltung entsprechend den vorliegenden Erfordernissen geändert werden. Mit P_1 stellt man den günstigsten Arbeitspunkt ein. Gegebenenfalls wird die Wirkung der Schaltung (die auf der Kennlinienunsymmetrie von $Rö_1$ beruht) noch wirkungsvoll durch eine Germaniumdiode im Gitterkreis von $Rö_1$ (gestrichelt in Bild 7) unterstützt. Die Diode muß so gepolt werden, daß am Gitter eine positive Gleichspannung bei Ansteuerung der Schaltung mit Wechselspannung auftritt.

Der Eingangspegel der gezeigten Schaltung beträgt einige Volt. Besonders interessant sind Schaltungen nach dem gezeigten Grundprinzip — Spannungsteilung mit Hilfe eines gesteuerten Widerstands — mit Transistoren. Aber auch Zenerdioden können als Clipperbegrenzer eingesetzt werden (Bild 9). Auf Grund ihrer Wirkungsweise ergeben sie eine besonders scharfe Begrenzung, die nicht in allen Fällen erwünscht ist. Als Übersteuerungsschutz vor dem Gitter (bei Gegentakt: den Gittern) der Modulatorendstufe leisten sie wertvolle Dienste.

Durch jede Begrenzung, besonders aber durch eine „scharfe" Begrenzung, wie sie Clipper grundsätzlich darstellen, entstehen Oberwellen. Den mathematischen Beweis liefert hier-

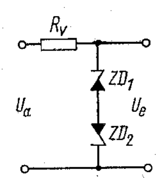


Bild 9
Begrenzer mit Zenerdioden

für die Fourier-Analyse, mit der sich jede Schwingung in harmonische Sinusschwingungen auflösen läßt. Rechteckimpulse — wie sie ja im Clipper entstehen — erweisen sich als besonders oberwellenhaltig. Deshalb sollte man immer nach Clipperbegrenzern an passender Stelle des Modulationszugs ein richtig dimensioniertes Tiefpaßfilter anordnen, das zwar das Modulationsspektrum bis 3 000 Hz durchläßt, höhere Frequenzen aber sperrt. Durch dieses Filter vermeidet man eine unnötig große Bandbreite des Senders; ein QRM mit frequenzmäßig benachbarten Stationen wird dadurch verringert.
Auf Filterschaltungen wird in Abschnitt 3 noch besonders eingegangen.

2. Dynamikkompressoren und Regelverstärker

2.1. Verwendungszweck von Dynamikkompressoren

Neben der Amplitudenbegrenzung gibt es noch ein weiteres Mittel, den mittleren Modulationsgrad des amplitudenmodulierten Senders zu erhöhen. Es besteht in einer Einengung der natürlichen Dynamik der menschlichen Sprache. Diese ist je nach Text, Sprache und Sprecher verschieden, doch kann man bei geübten Sprechern und bei einem Nachrichtentext (auch Funkspruch) mit etwa 12 bis 15 dB rechnen. Dieser gute Wert wird — je nach Temperament des Sprechenden — beträchtlich überschritten. Da im Interesse einer guten Verständlichkeit auch bei Verwendung eines Dynamikbegrenzers auf die lauten Stellen ausgesteuert wird, sinkt der mittlere Modulationsgrad bei unterschiedlichen Lautstärken (große Dynamik) beträchtlich ab. Man muß deshalb die Dynamik „einengen", das heißt die leisen Stellen mehr verstärken als die lauten.
Laut Untersuchungen von Schneider und Rupp sinkt selbst bei starker Dynamikeinengung die Silbenverständlichkeit nicht unter 60%; die Satzverständlichkeit eines gesprochenen Textes bleibt praktisch 100%ig erhalten. Die Verständlichkeit wird erhöht, wenn vor der Dynamikeinengung die hohen Frequenzen mit etwa 6 dB/Oktave angehoben, nach der Kompression aber wieder mit 6 dB/Oktave abgesenkt werden.
Die Dynamikeinengung kann bei Schallaufnahmen (auf Schallplatte oder Tonband) erforderlich sein, wenn die Dynamik der Quelle die Dynamik des Schallaufnahmegeräts überschreitet. Die leisen Stellen der Wiedergabe würden dann im Grundgeräusch (Brummen, Rauschen, Nadelgeräusch usw.) untergehen oder zumindest schwer zu verstehen sein.
Während bei Musikaufnahmen die Dynamikeinengung entsprechend ausgebildete Tonmeister oder Toningenieure „von Hand" vornehmen, kann dies bei Sprache eine automatisch arbeitende elektronische Schaltung besorgen.
Die meisten kommerziellen Sender und viele Amateursender haben deshalb einen Dynamikkompressor oder „Dynamikpresser". Die Dynamikeinengung beruht auf einer nichtlinearen Verstärkerkennlinie. Derartige Kennlinien erzeugen aber auch nichtlineare Verzerrungen, die es so klein wie möglich zu halten gilt.

Das Gegenstück zum Dynamikkompressor ist der Dynamikexpander. Er vergrößert die Dynamik, indem er die lauten Stellen mehr verstärkt als die leisen. Theoretisch ist es möglich, die am Sende- beziehungsweise Aufnahmeort komprimierte Dynamik am Empfangs- beziehungsweise Wiedergabeort wieder völlig herzustellen; praktisch gelingt das aber nur unvollkommen. In der Funktechnik verzichtet man auf den Expander, da die „komprimierte" Sprache verständlich bleiben muß (eine Forderung an den Kompressor).

2.2. Einteilung und Merkmale von Regelverstärkern

Aus der Erklärung des Verwendungszwecks ergibt sich ohne weiteres das Prinzip des Regelverstärkers, das bei Kompressor und Expander gleich bleibt. Eine Verstärkerröhre erhält außer dem Signal eine amplitudenabhängige Gleichspannung, die als Gittervorspannung der Röhre wirkt. Der einzige prinzipielle Unterschied zwischen Kompressor und Expander besteht darin, daß jener eine mit steigenden Amplituden negativere Vorspannung erhält, während der Expander eine mit steigenden Amplituden positivere Gittervorspannung hat. Auf diese Art erreicht man mit Hilfe der Regelkennlinie eine amplitudenabhängige Verstärkung im jeweils geforderten Sinn.

Prinzipiell sind — analog der Regelspannungserzeugung im Rundfunkempfänger — zwei verschiedene Möglichkeiten denkbar: die Vorwärts- und die Rückwärtsregelung (Bild 10a und 10b). Bei der Vorwärtsregelung erfolgt die Regelspannungserzeugung *vor* dem zu regelnden Verstärker, bei der Rückwärtsregelung liegt der Gleichrichter für die Regelspannung *hinter* der geregelten Verstärkerröhre. In Wirklichkeit ist nur die Rückwärtsregelung eine echte Regelung (nach modernen Gesichtspunkten). Die Vorwärtsregelung hat keinen geschlossenen Regelkreis; es erfolgt in Wirklichkeit nur eine Steuerung.

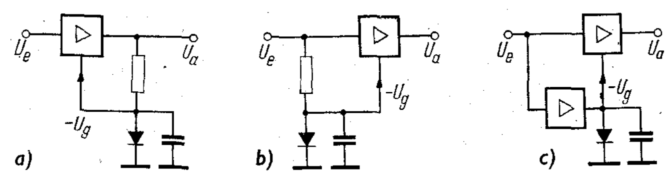


Bild 10 Die verschiedenen prinzipiell möglichen Regelverstärkerschaltungen a) Rückwärtsregelung b) Vorwärtsregelung c) mit getrenntem Regelspannungsverstärker vor dem Gleichrichter

Röhren mit Regelkennlinie müssen möglichst wenig ausgesteuert werden, damit nichtlineare Verzerrungen (Klirrfaktor, Modulationsfaktor, Differenztonfaktor) gering gehalten werden. An jeder gekrümmten Kennlinie entstehen bekanntlich nichtlineare Verzerrungen. Regelkennlinien sind aber immer krumm. Man soll deshalb die Gitter der geregelten Röhren nur mit etwa 100 mV Tonfrequenzspannung beschicken. Andererseits muß der Gleichrichter für die Regelspannung etwa 10 bis 15 V Gleichspannung liefern, damit die Röhre genügend heruntergeregelt wird. Beide Forderungen stehen bei der Vorwärtsregelung in Widerspruch, da der Gleichrichter am Verstärkereingang liegt. Man muß die Wechselspannung vor dem Verstärkereingang von 10 auf etwa 0,1 V teilen (nicht aber am Gleichrichter), um die beiden obengestellten Forderungen zu erfüllen. Dies ist jedoch unwirtschaftlich, da hierbei rund 40 dB Verlust auftreten.

Günstiger verhält sich die Rückwärtsregelung. Moderne Pentoden liefern bei Ansteuerung mit 0,1 V bis zu 10 V Ausgangsspannung, die dem Gleichrichter zugeführt werden. Beide Forderungen sind erfüllt.

Eine dritte Möglichkeit besteht darin, vor den Regelspannungsgleichrichter einen getrennten Verstärker zu setzen (Bild 10c). Dieses Verfahren bringt verschiedene Vorteile. Die beiden obengenannten Punkte sind mit Leichtigkeit zu erfüllen. Durch entsprechende Frequenzabhängigkeit des Regelverstärkers läßt sich erreichen, daß die Dynamikregelung bevorzugt auf bestimmte Frequenzen anspricht (kann zuweilen notwendig sein).

Außer diesen drei Möglichkeiten mit Regelröhren gibt es nach andere Wege. Auch Transistoren lassen sich regeln, indem man die Basisvorspannung verändert (eine Möglichkeit, von der in ZF-Stufen des transistorisierten Rundfunkempfängers Gebrauch gemacht wird). Bild 11 zeigt eine Prinzipschaltung des Dynamikkompressors mit Transistorbestückung. Die genauen Widerstandswerte müssen je nach Transistorbestückung und Arbeitsbedingungen variiert werden. Die Eingangsspannung sollte einige *Millivolt* nicht überschreiten; wenn nötig, ist zwischen die einzelnen Stufen ein Spannungsteiler zu schalten.

Der erzielbare Regelumfang mit einem Transistor soll bis zu 50 dB betragen (!). Im Gegensatz zur Röhre verändern sich beim Transistor während der Regelung Eingangs- und Ausgangswiderstand.

Vielleicht ist dies mit maßgebend dafür, daß sich Regelstufen

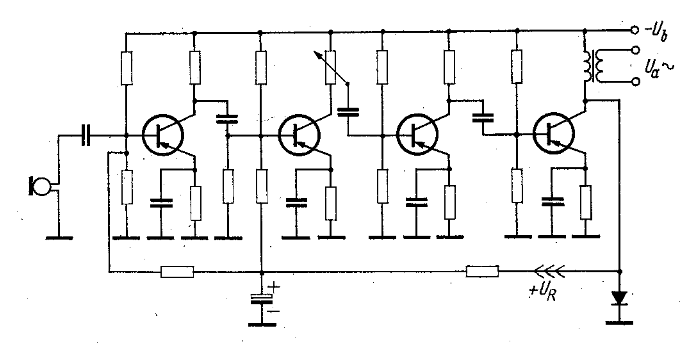


Bild 11 Prinzipschaltung eines transistorisierten Regelverstärkers mit geregelter Basisvorspannung

mit Transistoren nach dem hier gezeigten Prinzip (im Gegensatz zu geregelten Röhrenstufen) in der NF-Technik kaum durchsetzen konnten. Für Dynamikkompressoren mit Transistoren haben sich andere Verfahren ergeben.

2.3. Ausgeführte Dynamikkompressoren

Soll zur Transistorbestückung übergegangen werden, so ist eine Schaltung mit nichtlinearen Spannungsteilern eleganter. Das Prinzip (nach Miller) zeigt Bild 12. Die im Transistor verstärkte Spannung wird zwischen dem 300-kΩ-Widerstand im Kollektorkreis und der Diode D_3 (in Sperrichtung) geteilt. Gleichzeitig erhält D_3 über den Gleichrichter D_1 und den Siebkondensator C_1 eine amplitudenabhängige Vorspannung. Die antiparallel zu D_3 liegende Diode D_2 soll nur den Elko C_1 vor

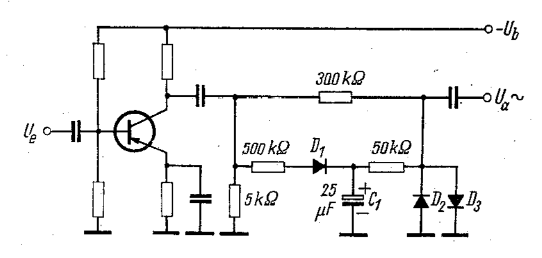


Bild 12 Transistorisierte Begrenzerschaltung nach Miller

Spannungsspitzen mit „falscher Polarität" schützen. Sie kann fortgelassen werden, wenn diese Gefahr nicht besteht.
Miller erreicht mit der Schaltung entsprechend Bild 12 eine Dynamikkompression von 15 dB; die effektive Eingangsspannung beträgt im Mittel 5 mV. Der Kompressor ist folglich unmittelbar im oder hinter dem Mikrofonverstärker angeordnet. Die gezeigte Schaltung (entsprechend dimensioniert) dürfte allen Ansprüchen des Amateurs genügen.
Bild 13 zeigt die Prinzipschaltung eines Spannungsteilers mit Dioden. Die Spannungsteilung erfolgt zwischen R_1 und den Durchlaßwiderständen der 4 Dioden. Diese Dioden arbeiten immer im Durchlaßbereich, da sie von einer amplitudenabhängigen Gleichspannung vorgespannt werden (diese Gleichspannung ist größer als die Tonfrequenzspannung an der Brücke). Die 4 Dioden wirken also nicht als Gleichrichter, sondern als geregelte Widerstände. Die komplette Schaltung des Kompressorteils wurde von Schellhorn in der „Funkschau" veröffentlicht und in Bild 13 für in der DDR gebräuchliche Bauelemente abgeändert.

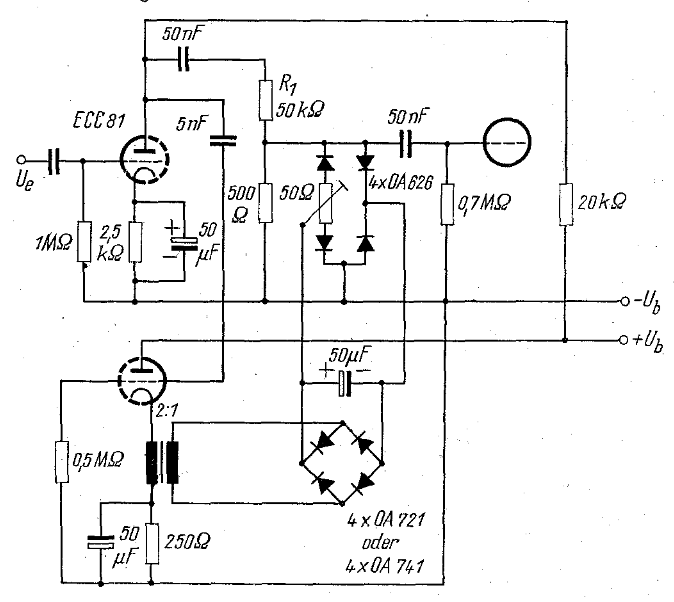


Bild 13 Dynamikregler mit Dioden als nichtlineare Widerstände

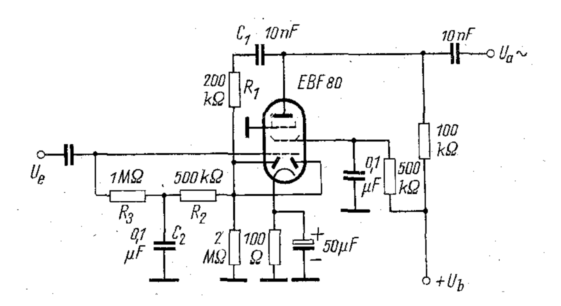


Bild 14 Dynamikkompressor mit der Röhre EBF 80 (Rückwärtsregelung)

Dynamikkompression durch Spannungsteilung in amplitudenabhängigen Widerständen läßt sich übrigens auch mit Röhrenschaltungen verwirklichen.

Grundsätzlich hat ein Kompressor mit Regelröhren oder geregelten Transistoren Nachteile. Bei plötzlich einsetzender Regelung bewirkt der rasche Spannungsanstieg beziehungsweise Stromanstieg an Induktivitäten und Kapazitäten einen Einschwingvorgang. Besonders in Ausgangsübertragern kann durch die schnelle Regelung eine Spannungsspitze entstehen, die den Sender übersteuert. Da dies genau das Gegenteil von dem ist, was man mit dem Dynamikregler erreichen will, muß es unbedingt vermieden werden. Man führt deshalb oft die Regelstufe in Gegentakt aus, da sich dann Stromänderungen der Regelröhren im Ausgangstrafo kompensieren. Auch die Wahl der Regelzeitkonstante hat einen gewissen Einfluß.

Bild 14 zeigt eine einfache Kompressorschaltung mit der Röhre EBF 80. Wie leicht zu erkennen ist, handelt es sich dabei um eine Rückwärtsregelung. Die Eingangsspannung gelangt auf das Steuergitter der Röhre, wird in ihr verstärkt und von der Anode dem Ausgang zugeführt. Parallel zum Ausgang liegen (über C_1 zur galvanischen Trennung und R_1 zwecks Entkopplung) die beiden Diodenanoden. Die an ihnen gleichgerichtete Wechselspannung wird über R_2/C_2 gesiebt und gelangt dann über den Gitterableitwiderstand R_3 ebenfalls zum Steuergitter, das um so negativer vorspannt, je größer die Amplitude der verstärkten Wechselspannung ist.

R_2 und C_2 bestimmen die Zeitkonstante der Regelschaltung; ihr Produkt in Megohm und Mikrofarad ergibt direkt die Regelzeitkonstante in Sekunden. Meist liegt sie bei allen ausgeführten Kompressorschaltungen (auch hier) um 50 ms. Diese

Zeit ist ein reiner Erfahrungswert, der nicht immer optimale Wirkung ergibt. Eine Abweichung in der Größenordnung 20 bis 100 ms ist in bestimmten Fällen durchaus möglich (ausprobieren!).
Nach kleineren Werten wird die notwendige Regelzeit durch die Verständlichkeit begrenzt: Bei jeder Silbe „atmet" der Verstärker auf, das heißt, er regelt sich bereits in der geringsten Pause auf volle Verstärkung. Bei zu langer Regelzeit kann der Verstärker bei Lautstärkeänderung nicht mehr genügend schnell reagieren und übersteuert unter Umständen die nachfolgenden Stufen bis zum Einsetzen der Regelung. Eine feste Regel für die notwendige Zeitkonstante gibt es nicht, einige Amateure bauen sie sogar umschaltbar (Umschalten von verschiedenen Werten für C_2). Die Erfahrung lehrt allerdings, daß der Regelzeitschalter dann sehr selten bedient wird — meist bleibt es bei dem erwähnten Wert von etwa 50 ms.
Bild 15 gibt eine Kompressorschaltung mit getrenntem Verstärker zur Erzeugung der Regelspannung wieder. Die Eingangsspannung teilt sich in Regelspannungsverstärker (EF 86)

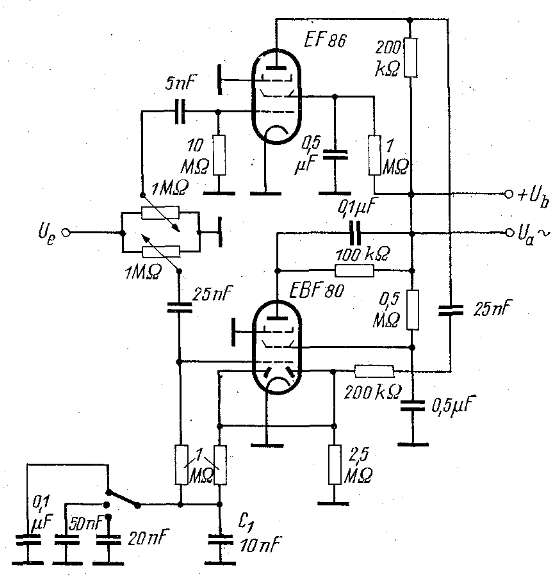


Bild 15 Kompressor mit getrenntem Regelverstärker

und Regelverstärker (EBF 80); beide Verstärkerzüge lassen sich an getrennten Potentiometern einstellen. Zur Schaltung selbst sind keine Besonderheiten zu bemerken, allenfalls verdient die umschaltbare Regelzeitkonstante (30 — 60 — 110 ms) erwähnt zu werden. Der Kondensator C_1 verhindert, daß beim Umschalten die Siebung der Regelspannung völlig unterbrochen wird.
Schließlich soll noch eine Schaltung von Jakubaschk mit geregelter Gegentaktstufe in Bild 16 gezeigt werden. Eine EC 92 (bzw. ein System einer ECC 81) dient als Phasenumkehrstufe. Die beiden um 180° gedrehten Spannungen steuern die Gitter 3 der Heptoden der ECH 81 an; parallel zu ihnen liegen die Gitter der Triodenteile. Die letztgenannten Röhrensysteme dienen zur Regelspannungsverstärkung, während die Heptodensysteme die Gegentakt-Regelverstärker darstellen. Nachdem die verstärkte Tonfrequenzspannung das Triodensystem passiert hat, gelangt sie an einen aus 2 Doppeldioden (EAA 91 oder 6 H 6) bestehenden Graetz-Gleichrichter. Nach Siebung wird die so erzeugte Regelspannung den Gittern 1 der Heptodensysteme zugeführt. P_1 bestimmt die Größe der (wirksamen) Regelspannung, es sind bis zu 40 dB Kompression oder Expansion einstellbar. Das ist weit mehr, als die Sprachmodulation erfordert. Die Schaltung wurde auch für Musikaufnahmen usw. entwickelt, wodurch sich der beträchtliche Aufwand rechtfertigt. Bei hohen Ansprüchen muß die Schaltung durch Einstellen der Schirmgitterpotentiometer auf gleichen Heptodenanodenstrom (4 mA) symmetriert werden.
Wenn die Polarität der Regelspannung umgekehrt wird, läßt sich das Gerät in einen Dynamikexpander verwandeln. Er hat dann eine Regelkurve, die spiegelbildlich zur Kompressorkennlinie verläuft.
Zum Aufbau ist zu sagen, daß die üblichen Gesichtspunkte zu befolgen sind: Masse und Null-Volt getrennt, Abschirmungen an Masse, Heizleitungen getrennt von Null-Volt-Leitung verdrillt verlegen usw. Die Übertrager Tr_1 und Tr_2 sind so anzuordnen, daß das magnetische Feld des Netztrafos in ihnen keine Brummspannung induziert. Für die Übertrager verwendete Jakubaschk sogenannte Treibertrafos aus Autoradios, die auch hohen Ansprüchen genügen. An Bu kann eine Fernbedienung für die Lautstärke angeschlossen werden.
Das Gerät dürfte allen Ansprüchen gerecht werden, die man an Dynamikkompressoren und -expander stellen kann. Sein Frequenzumfang und seine Linearität genügen auch verwöhnten Ansprüchen. Hierbei darf natürlich nicht außer acht ge-

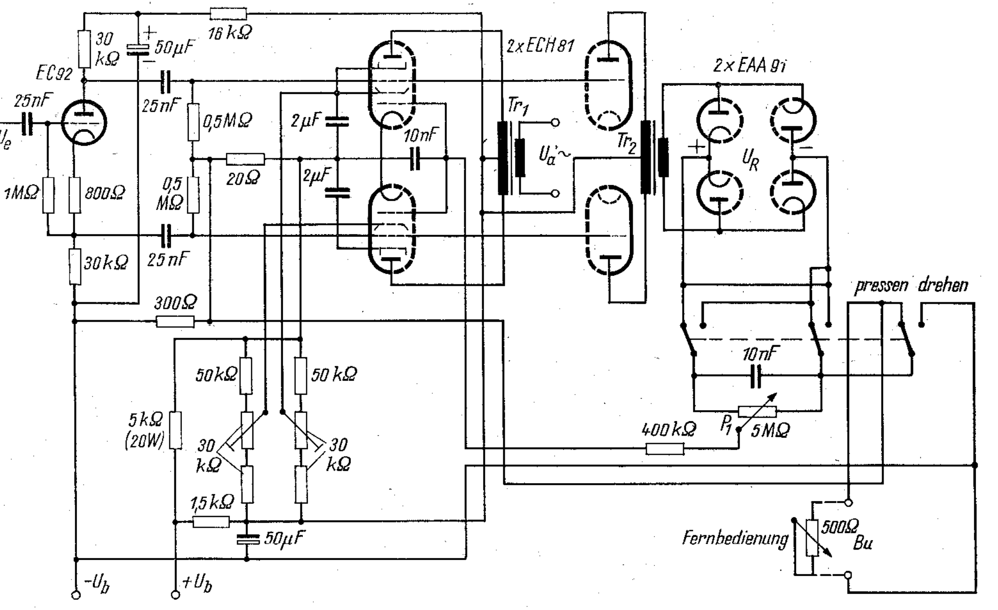
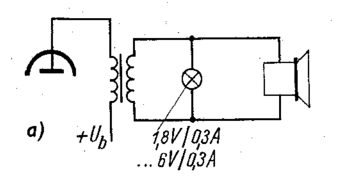


Bild 16 Hochwertiger Gegentakt-Regelverstärker nach Jakubaschk
(mit freundlicher Genehmigung der Redaktion „radio und fernsehen")

lassen werden, daß ein Eingriff in die natürliche Dynamik immer eine Verfälschung bedeutet. Das kleine Gerät vermag nicht die Grenzen der Physik zu überspringen.
Die Dynamikexpansion — das Dehnen oder Erweitern der Dynamik — wurde bisher nur kurz gestreift. Sie ist weit weniger üblich als die Dynamikkompression; in der kommerziellen Technik findet man die Dynamikexpansion überhaupt nicht. Der Wert von Dynamikexpandern bei Musikwiedergabe wird bestritten. Nach Ansicht einiger maßgebender Fachleute ist die von elektronischen Geräten bewirkte Dynamikexpansion nicht partiturgerecht, das heißt, sie entspricht nicht dem Willen des Komponisten. Die Dynamikexpansion von Regelschaltungen (gleich welchen Prinzips) wird nur durch die eingangsseitigen Lautstärkeunterschiede und eine gegebene Zeitkonstante bestimmt, nicht aber von künstlerischen (subjektiven) Gesichtspunkten.
Das Prinzip von Dynamikexpandern ist nach der eingehenden Behandlung der Dynamikkompressoren leicht verständlich. Die Regelschaltung muß eine mit steigender Amplitude abnehmende Gittervorspannung (Elektronenröhren) beziehungsweise negativere Basisvorspannung (Transistoren) hervorrufen. Auf die Siebung der Vorstufen muß man besonderen Wert legen, damit bei Expansion die ebenfalls verstärkte Brummspannung nicht störend wirkt. Besonders zu beachten ist auch eine ausreichende Entkopplung der Anodenspannung zu den Vorstufen.
Soll die Dynamikexpansion mit Hilfe nichtlinearer Spannungsteiler erfolgen, so muß der Spannungsteiler entgegengesetzt wirken wie der für Dynamikkompressoren übliche. Eine besonders einfache Möglichkeit hierfür bieten Schaltungen mit Glühlämpchen, die entweder parallel zur Schwingspule des Lautsprechers (Bild 17a) oder in einer Brückenschaltung am Verstärkerausgang wirken (Bild 17b). Glühlämpchen sind sogenannte Heißleiter, sie leiten bei hohen Temperaturen besser als bei tiefen. Dies besagt, daß ihr Widerstand im kalten Zustand (bei kleinen Spannungen, die noch nicht zum hellen „Brennen" ausreichen) größer ist als im warmen (bei voller Helligkeit). Man kann diese spannungsabhängigen Widerstände dazu verwenden, um nichtlineare (amplitudenabhängige) Spannungs- oder Stromteiler zu bauen. Der Nachteil dieser einfachen, doch sehr wirkungsvollen Schaltung besteht darin, daß sie relativ viel *Leistung* verbraucht, und das um so mehr, je stärker die Expansion erfolgen soll. Deshalb sind auch die in Bild 17a angegebenen Werte von Fall zu Fall zu variieren,



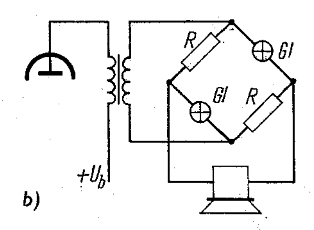


Bild 17
Dynamikregelung mit Glühlämpchen
a) Lämpchen parallel zur Schwingspule
b) Brückenschaltung

was bei Glühlämpchen durch die Schraubfassung besonders einfach ist.
Für die Dimensionierung der Brücke gilt folgende Tafel nach Angaben von Taeger und Renardy:

Lautsprecherimpedanz	Widerstände R	Skalenlampen Gl bei $N_a = 4$ W	$N_a = 8$ W
3 Ω	0,5 Ω	2,5 V/0,2 A	3,5 V/0,3 A
5 Ω	0,8 Ω	3,5 V/0,2 A	5,0 V/0,2 A
7,5 Ω	1,5 Ω	—	2+4 V/0,1 A parallel

Diese Brücke läßt sich auch zur Dynamik*kompression* verwenden, wenn sie entsprechend dimensioniert ist. Die Widerstände R sind dann je 1,8 kΩ; für die Glühlämpchen werden Ausführungen mit 60 V/0,05 A (Fernmeldelämpchen) verwendet. Aus diesen Werten geht nicht nur die sehr schlechte Leistungsausbeute der Kompressorbrücke hervor; eine Dynamikkompression lediglich für Lautsprecherwiedergabe hat praktisch keinen Sinn — wenn man von einer Dynamikeinengung zugunsten hellhöriger Nachbarn absieht —, so daß die Kompression mit Hilfe der Glühlampen-Brückenschaltung wertlos ist.

3. Frequenzabhängige Glieder

3.1. Hoch- und Tiefpässe; Verwendungszweck

Außer der bereits behandelten Begrenzung der Dynamikspitzen und der Dynamikkompression — beides Maßnahmen zur Steigerung des Modulationsgrades — ist auch eine gewisse „Verfälschung" des Frequenzbereichs in kommerziellen oder Amateursendern üblich. Denn während das Frequenzspektrum der menschlichen Sprache etwa den Bereich 100 bis 10 000 Hz umfaßt, ist zum *Verständnis* des gesprochenen Textes bekanntlich nur ein Bereich von 300 bis 3 000 Hz notwendig. Schränkt man das Spektrum der Modulation auf diesen schmalen Bereich ein, so ergeben sich hieraus folgende Vorteile:

a) Die Verständlichkeit steigt (besonders infolge Abschneiden der tiefen Frequenzen).
b) Das bei manchen Sprechern und manchen Mikrofonen so lästige „Zischen" fällt fort.
c) Die erforderliche Bandbreite des Senders ist geringer, dadurch geringeres Rauschen (bei geringen Feldstärken) im Empfänger, bessere Selektion möglich, weniger QRM durch frequenzmäßig dicht benachbarte Sender, geringere Bandbreite, was wegen der starken Besetzung der Amateurbänder günstig ist.

Den Nachteil der geringeren Erkennbarkeit stimmlicher Feinheiten nimmt man bei der Übermittlung von reinen Informationen in Kauf. Anders ist es beim Rundfunk, der auch die stimmlichen Eigenheiten der verschiedenen Sprecher und die akustischen Eigenschaften des Aufnahmeraums übertragen soll.
Es ist aus den erwähnten Gründen üblich, durch frequenzabhängige Glieder (Filter) das Modulationsspektrum von kommerziellen und Amateursendern einzuengen. Hinzu kommt folgende Möglichkeit, die leider bisher noch relativ wenig genutzt wird: In jedem Dynamikkompressor entstehen nichtlineare Verzerrungen (Klirrfaktor). Außerdem ergeben sich in nachgeschalteten Übertragern Einschwingvorgänge, besonders bei hohen Frequenzen. Beide nicht erwünschten Begleiterscheinungen der „Dynamikaufbereitung" kann man dadurch verringern, daß man hinter dem Kompressor ein frequenzabhängiges Glied anordnet, das die hohen Frequenzen benach-

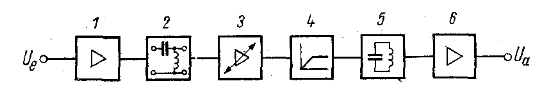


Bild 18 Blockschaltbild des Modulationszugs im Amateursender: 1-Mikrofonvorverstärker, 2-Tiefpaß, 3-Dynamikkompressor, 4-Begrenzer, 5-Bandpaß, 6-Modulationsverstärker

teiligt. Dadurch werden zwar die Oberwellen beziehungsweise Einschwingvorgänge gedämpft, aber auch die in die hohen Frequenzen fallenden Grundfrequenzen; hier wird nur der Frequenzbereich bis 3000 Hz betrachtet, da das frequenzabhängige Glied die höheren Frequenzen ohnehin wegfiltert. Dieser nicht erwünschten Tendenz begegnet man durch ein Filter, das eine spiegelbildliche Frequenzabhängigkeit aufweist, das heißt, die hohen Frequenzen anhebt. Dieses Filter setzt man vor den Dynamikkompressor. Bild 18 zeigt die korrekte Reihenfolge von Filtern und Begrenzern beziehungsweise Kompressoren. Zuerst erfolgt eine *leichte* Anhebung der hohen Frequenzen, danach die Dynamikkompression. Nach dem Begrenzer wird dann der Frequenzbereich 300 bis 3 000 Hz ausgesiebt und zur Modulation verwendet.
Die frequenzabhängigen Glieder (Pässe) kann man auf verschiedene Art realisieren. Während das „klassische" Verfahren mit LC- oder RC-Gliedern arbeitet, bedient sich die moderne Nachrichtentechnik immer mehr elektronischer Filter. Beide Verfahren sollen hier behandelt und einige Hinweise für ihre Berechnung gegeben werden.

3.2. Berechnung von LC-Gliedern

Die folgenden Ausführungen stützen sich auf die von Feldtkeller eingeführten Bezeichnungen.
Das einfachste LC-Grundglied ist der Tiefpaß. Je nach Ausführung unterscheidet man dabei das T- und das π-Glied (Bild 19a). R_G ist der Innenwiderstand des vorgeschalteten Verstärkers (Generatorwiderstand), R_a der Abschlußwiderstand des Filters, den man meist durch einen kleinen Masseschichtwiderstand realisiert. Beide Widerstände — Generator- und Abschlußwiderstand — müssen übereinstimmen und näherungsweise auch dem sogenannten Wellenwiderstand Z des Filterglieds gleich sein. Erst dann ist das Glied „angepaßt", und die nachstehend angeführten Berechnungsgleichungen

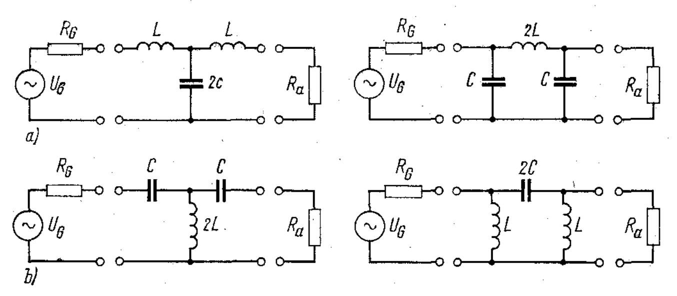


Bild 19 LC-Pässe a) Tiefpaß in T-Schaltung (links) und Π-Schaltung (rechts) b) Hochpaß in T-Schaltung (links) und Π-Schaltung (rechts)

gelten näherungsweise. Die Berechnungen stimmen aber nicht vollkommen, da sie exakt nur für verlustfreie Filter gelten, die praktisch ausgeführten Filter aber *alle* verlustbehaftet sind. Eine Berücksichtigung der Filterverluste würde zu umfangreichen Rechnungen führen, die den Rahmen dieser Broschüre sprengten und wahrscheinlich auch die mathematischen Kenntnisse vieler Leser überstiegen.

Bild 20 zeigt die Amplituden-Frequenz-Charakteristik des Tiefpasses. Bis zu einer Grenzfrequenz ist die Dämpfung Null, das heißt, das Filter ist vollkommen durchlässig. Bei Überschreiten der Grenzfrequenz setzt eine mit zunehmender Frequenz steigende Dämpfung ein.

Aus Bild 19a ist ersichtlich, daß auch im Durchlaßbereich (von 0 bis zur Grenzfrequenz) nur günstigstenfalls die Hälfte der Generatorspannung am Ausgang wirken kann ($R_G = R_a$). Durch die unvermeidlichen Filterverluste weist das Filter auch im Durchlaßbereich eine gewisse Dämpfung auf (Größenordnung: 0,1 bis 1 dB).

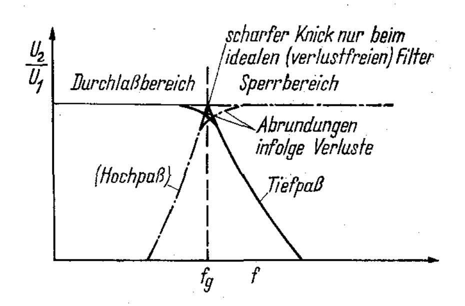
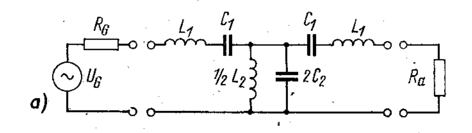


Bild 20 Dämpfungskurven in Abhängigkeit von der Frequenz bei Hoch- und Tiefpaß (spiegelbildlich zueinander)

Für den Praktiker gibt es ein einfaches Hilfsmittel, sich die Amplituden-Frequenz-Charakteristik des in Bild 20 gezeigten LC-Gliedes in Erinnerung zu rufen: Bei hohen Frequenzen schließt der Kondensator die Spannung kurz, während er für tiefe Frequenzen mehr oder weniger unwirksam ist.
Folgende Dimensionierungsregeln gelten für den Tiefpaß:

$$R_G = R_a = 0{,}8\ Z \text{ beim T-Glied beziehungsweise } = 1{,}25\ Z \text{ beim } \pi\text{-Glied}; L = \frac{Z}{\omega_g}; C = \frac{1}{Z \cdot \omega_g}.$$

Für ω_g ist die Grenzfrequenz des Filters, multipliziert mit $2\pi = 6{,}28$, einzusetzen. Für die Berechnung sind die Grunddimensionen Ω, H, F, Hz maßgebend.
Ein Filter mit „umgekehrter" Amplituden-Frequenz-Charakteristik ist der Hochpaß (Bild 19b). Er läßt nur die Frequenzen oberhalb einer Grenzfrequenz durch; unterhalb der Grenzfrequenz hat der Hochpaß eine mit fallender Frequenz zunehmende Dämpfung (Bild 20). Als „Eselsbrücke" zum Erinnern an den Dämpfungsverlauf kann man sich merken, daß der Kondensator C für tiefe Frequenzen einen großen Widerstand darstellt (bei Gleichstrom unendlich groß); bei hohen Frequenzen bedeutet C einen Kurzschluß.
Für die Verluste, die Anpassung usw. gilt beim Hochpaß das gleiche wie beim obenerwähnten Tiefpaß. Auch die Dimensionierungsregeln sind bei beiden Filtern gleich.
Ein drittes Filterglied soll die Betrachtungen über LC-Glieder abschließen: der Bandpaß (Bild 21a). Er läßt nur ein bestimmtes



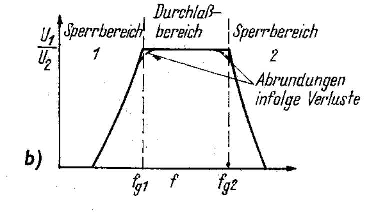


Bild 21
Der Bandpaß a) Schaltung (T-Glied) b) Dämpfungskurve in Abhängigkeit von der Frequenz

Frequenz„band" zwischen 2 Grenzfrequenzen durch; oberhalb und unterhalb dieses Durchlaßbereichs sperrt das Filter (Bild 21 b). Bereits aus dieser Charakteristik ist ersichtlich, daß der Bandpaß das *ideale* Filter ist, wenn man aus dem Tonfrequenzbereich den Teilbereich 300 bis 3 000 Hz aussieben und die übrigen Frequenzen sperren will. Wir finden am kommerziellen Sender fast immer Filter mit Bandpaßcharakteristik.
Folgende Berechnungsformeln gelten für den Bandpaß:

$$L_1 = \frac{Z}{\omega_{g2} - \omega_{g1}}; \qquad C_1 = \frac{\omega_{g2} - \omega_{g1}}{Z \cdot \omega_{g1} \cdot \omega_{g2}};$$

$$L_2 = \frac{Z\,(\omega_{g1} - \omega_{g2})}{\omega_{g1} \cdot \omega_{g2}}; \qquad C_2 = \frac{1}{Z\,(\omega_{g2} - \omega_{g1})}.$$

Wichtig bei allen Filtern ist, welche „Flankensteilheit" mit ihnen erreicht wird. Man versteht darunter, wie schnell die Dämpfung im Sperrbereich mit der Frequenz zunimmt, und mißt diese Flankensteilheit in dB je Oktave. Die (gemittelte) Dämpfungszunahme wird betrachtet, indem man die Frequenz verdoppelt beziehungsweise halbiert. Natürlich müssen beide betrachteten Frequenzen im Sperrbereich des Filters liegen.
Wie die Praxis zeigt, kann man mit etwa 13 dB Flankensteilheit je Filterglied rechnen, wenn das Filter korrekt aufgebaut ist. Darum reicht ein einziges Filterglied vielfach nicht aus. Man muß dann mehrere Glieder hintereinander zu einem Filter zusammenfassen. Bild 22 soll dies an einem Beispiel verdeutlichen.
Gefordert sei ein Filter mit Bandpaßcharakteristik, das oberhalb seines Durchlaßbereichs eine Dämpfung von mindestens 10 dB/Oktave, unterhalb des Durchlaßbereichs aber eine Flankensteilheit von mindestens 35 dB/Oktave aufweist.
Für die Forderung bezüglich der hohen Frequenzen reicht ein Bandpaßglied mit seinen 13 dB/Oktave völlig aus. Bei den tiefen Frequenzen wären 3 Glieder erforderlich ($3 \cdot 13 = 39$ dB). Es ist sinnlos — weil überflüssig —, 3 Bandpaßglieder vorzusehen, da die hohen Frequenzen dann viel stärker, als es notwendig ist, gedämpft werden. Deshalb verwendet man ein Bandpaßglied und 2 Hochpaßglieder. An den Verbindungsteilen der einzelnen Filterglieder kann man stets gleichartige Bauelemente (z. B. 2 Induktivitäten oder 2 Kondensatoren) zusammenfassen — Bild 22 zeigt in Einzelschritten, wie dabei (gedanklich) vorzugehen ist. Man kann allerdings nur Filter mit gleichem Wellenwiderstand so einfach kombinieren. Bei derart hintereinandergeschalteten Filtergliedern ist zur An-

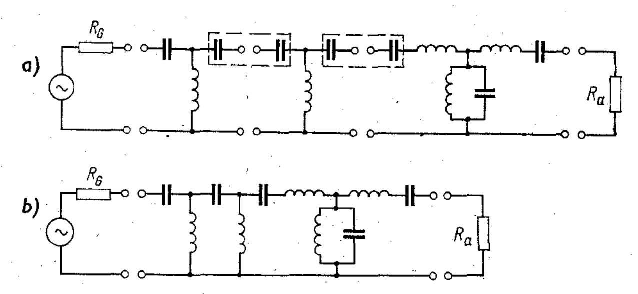


Bild 22 Bei der Hintereinanderschaltung von Filtergliedern mit gleichem Wellenwiderstand können gleichartige Bauelemente zusammengefaßt werden

passung stets nur ein Quellwiderstand *vor* und ein Abschlußwiderstand *hinter* dem Gesamtfilter erforderlich; alle Filterglieder sind dann korrekt angepaßt.

Für den, der nach diesen einfachen Regeln selbst NF-Filter berechnen will, noch zwei Hinweise aus der praktischen Erfahrung: Bei der Berechnung ist stets die Grenzfrequenz etwas in den Sperrbereich zu „schieben". Man vermeidet auf diese Weise, daß die „abgerundeten" Ecken des Filters (siehe auch Bild 20) eine unzulässig große Dämpfung bereits bei der Grenzfrequenz bewirken. Als Erfahrungswert ist für den Rechenwert der Grenzfrequenz der Wert 1,4 beziehungsweise 0,7 einzusetzen, je nachdem, ob Hochpaß- oder Tiefpaßcharakter vorliegt.

Der Wellenwiderstand Z der Filter muß immer einen Wert zwischen 200 und 5 000 Ω erhalten — der genaue Wert ergibt sich oft aus anderen Forderungen der Schaltung. Es ist nicht zu empfehlen, direkt auf den hochohmigen R_a einer Pentodenverstärkerstufe anzupassen (Größenordnung 100 kΩ), da man dabei neben anderen Nachteilen bei der Rechnung auf schwierig zu realisierende Werte für L und C käme. Für Filteranpassung ist die Anodenbasisstufe besonders gut geeignet, ihre Berechnung wird in Abschnitt 4 erklärt.

Bei der Berechnung eines Filters kommt man auf meist sehr „krumme" Induktivitäts- und Kapazitätswerte. Diese Werte darf man nicht, wie sonst oft üblich, großzügig aufrunden. Sie müssen mit einer Genauigkeit von wenigen Prozent eingehalten werden, weil sonst die Filtercharakteristik erheblich gegenüber der berechneten abweicht. Deshalb sollte man sich bei den Kondensatoren nicht darauf verlassen, daß die aufgedruckten Nennwerte exakt stimmen. Ein Kondensator kann innerhalb

der zugelassenen Toleranz von seinem Nennwert abweichen. Diese Toleranz ist fast immer größer als die maximal zulässigen Abweichungen der Filterkondensatoren. Da man als Amateur nicht damit rechnen kann, Kondensatoren mit den errechneten „krummen" Werten geliefert zu bekommen, muß man die jeweils erforderliche Kapazität aus gemessenen Einzelkondensatoren zusammensetzen (parallelschalten).

Weiter soll hier nicht auf die Berechnung von LC-Filtern eingegangen werden. Für die Belange und die Möglichkeiten des Amateurs genügen erfahrungsgemäß diese Ausführungen vollständig. Wer sich näher mit Filterfragen beschäftigen möchte, sei auf die Literatur über Vierpoltheorie hingewiesen. Allerdings setzt weiteres Eindringen in dieses Gebiet Kenntnisse der höheren Mathematik voraus.

Eine interessante Anwendung von LC-Pässen ergibt sich bei elektrischen Weichen durch die Verwendung von Hochton- und Tieftonlautsprechern am selben Verstärkerausgang. Einen guten Wirkungsgrad erreicht man dann, wenn jeder Lautsprecher nur die Frequenzen zugeführt bekommt, die er auch abstrahlen kann. Darum muß vor dem Tieftonlautsprecher ein Tiefpaß, vor dem Hochtonlautsprecher ein Hochpaß liegen. Die Berechnung ist einfach, doch müssen beide Lautsprecher zueinander passen, das heißt bei der Überlappungsfrequenz (= Grenzfrequenz der Filter) einen guten Wirkungsgrad aufweisen und gleiche Schwingspulenimpedanzen (Nennwert) haben.

Die Berechnung geht wie folgt vor sich: In die Gleichung auf S. 32 wird für Z die Impedanz der Lautsprecher und für f_g die Frequenz eingesetzt, bei der beide Lautsprecher gemeinsam wirken (Überlappungsfrequenz). Als Belastungswiderstand für den Verstärker wirkt nur jeweils ein Lautsprecher, also *nicht* beide parallelgeschalteten Lautsprecher!

Die Induktivitäten sind wegen der geringen Größe von Z immer als Luftspulen mit möglichst dickem Draht auszuführen; als Kondensatoren müssen MP-Typen (keine Elkos) verwendet werden.

3.3. RC-Filterschaltungen

Auch mit Widerständen und Kondensatoren lassen sich frequenzabhängige Glieder verwirklichen. Diese RC-Glieder weichen von den behandelten LC-Gliedern erheblich ab:

a) Auch bei verlustlosen RC-Gliedern ist bei der Grenzfrequenz eine gewisse Dämpfung vorhanden (3 dB je Glied), der Übergang vom Durchlaß- zum Sperrbereich erfolgt kontinuierlich, das heißt, es gibt auch theoretisch keine „scharfen" Übergänge wie bei den LC-Gliedern.

b) Die Flankensteilheit von RC-Gliedern ist nicht groß; sie nähert sich bei genügender Entfernung von der Grenzfrequenz dem Wert von 6 dB/Oktave je Glied.

c) RC-Glieder benötigen im allgemeinen keine genaue Anpassung. In der Regel gelten ihre Dimensionierungsgleichungen exakt für $R_G = 0$ und $R_a \rightarrow \infty$; doch wirken sich die Abweichungen in der Praxis nicht aus.

d) RC-Glieder sind nicht aufwendig und leicht zu realisieren. Zu ihren Vorzügen gegenüber den LC-Gliedern gehört unter anderen, daß durch den Fortfall von bewickelten Bauelementen das RC-Glied unempfindlich gegenüber Brummeinstreuungen durch Magnetfelder ist.

Bild 23 zeigt die Grundschaltungen (Bild 23a Hochpaß und Bild 23b Tiefpaß) mit RC-Gliedern. In beiden Fällen gilt die Beziehung

$$f_g = \frac{1}{6{,}28\ RC};$$

R in Ω, C in F.

f_g stellt die „Grenzfrequenz" dar, bei der ein $\sqrt{2}$facher Spannungsabfall eingetreten ist (≙ 3 dB). Durch Hintereinanderschalten mehrerer RC-Glieder addieren sich deren Dämpfungen (im logarithmischen Verhältnismaß gemessen). Während die Flankensteilheit eines RC-Gliedes in ausreichender Entfernung von der Grenzfrequenz 6 dB/Oktave beträgt, läßt sie sich durch mehrere hintereinandergeschaltete Glieder mühelos steiler machen (Bild 24).

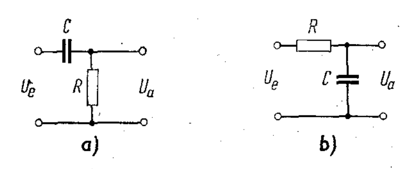


Bild 23
RC-Pässe a) Hochpaß b) Tiefpaß

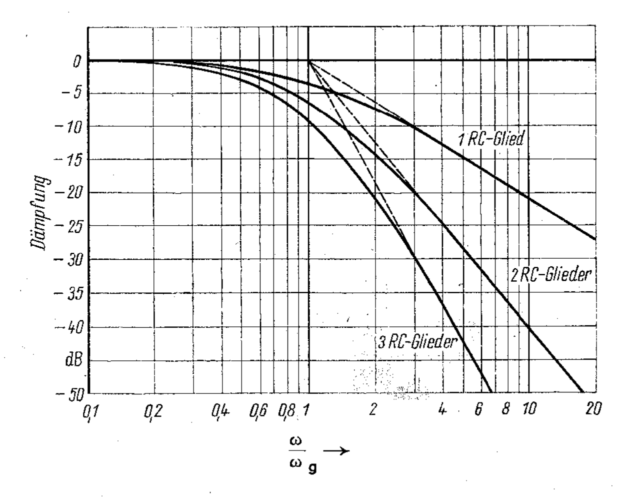


Bild 24 Dämpfungskurven des RC-Tiefpasses in Abhängigkeit von der Frequenz

Nachteilig ist dabei, daß auch die Dämpfung vor der Grenzfrequenz (im „Durchlaßbereich") anwächst. Als Filter für das Aussieben eines begrenzten Frequenzspektrums sind deshalb RC-Glieder kaum zu verwenden. Hingegen leisten sie bei geringen Korrekturen im Frequenzgang von Verstärkern gute Dienste, da sie wenig aufwendig sind.
Eine Abart der gezeigten RC-Schaltungen ist das RC-Glied mit begrenztem Höhen- beziehungsweise Tiefenabfall. Während bei den obengezeigten RC-Gliedern die Dämpfung proportional beziehungsweise umgekehrt proportional zur Frequenz wächst,

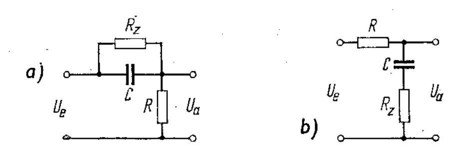


Bild 25
RC-Glied mit begrenztem Tiefen- beziehungsweise Höhenabfall a) Hochpaß b) Tiefpaß

je nachdem ob es sich um einen Tief- oder Hochpaß handelt, strebt die Dämpfung der in Bild 25 gezeigten Glieder einem Grenzwert zu, der sich aus der Spannungsteilung durch die beiden Ohmschen Widerstände R und R_Z ergibt.
Weitere Varianten einfacher RC-Glieder sind wenig üblich. Ausgesprochene Siebschaltungen mit RC-Gliedern sollen bei den elektronischen Filtern behandelt werden, da sie dort am wirksamsten sind.

3.4. Elektronische Filterschaltungen

Elektronische Filter arbeiten meist mit RC-Gliedern und Verstärkerelementen (Röhren und Halbleitern). Dadurch wird ihre Fertigung (auch für den Amateur) einfacher, als dies bei LC-Filtern der Fall ist. Die auf der Grundlage der Verlustfreiheit berechneten Werte stimmen mit den Meßwerten gut überein (die schwer vorauszuberechnenden Spulenverluste fallen beim RC-Filter fort). Dagegen haben elektronische Filter aber auch Nachteile gegenüber LC-Filtern. Unter anderem können sie bei falschem Aufbau oder ungünstiger Dimensionierung schwingen, ihre Charakteristik ändert sich meist bei Alterung stärker als beim LC-Filter. Schließlich sind sie störanfälliger, obwohl gerade dieser Punkt dem Amateur kaum Sorge zu bereiten braucht.
Die Wirkung elektronischer Filter beruht meist darauf, daß eine frequenzabhängige Gegenkopplung eines Verstärkers eine unterschiedliche Verstärkung bei verschiedenen Frequenzen hervorruft. Bei der Berechnung der sich ergebenden Amplituden-Frequenz-Charakteristik müssen nicht nur die Widerstandsverhältnisse (Ohmsche und Blindwiderstände) berücksichtigt werden, sondern auch die Phasenwinkel. Das kann zu sehr komplizierten Rechnungen führen. Hier sollen nur einige einfache frequenzabhängige Gegenkopplungsschaltungen mit ihren Anwendungsbeispielen erwähnt werden.
Sehr oft besteht der Wunsch, den Frequenzgang eines Verstärkers zu verändern. Während man ein Absenken der tiefen Frequenzen einfach dadurch erreichen kann, daß man die Zeitkonstante des Koppel-RC-Gliedes vermindert (Koppelkondensator oder Gitterableitwiderstand verkleinern), ist es komplizierter, wenn die Höhen oder die Tiefen gegenüber den mittleren Frequenzen angehoben werden sollen. Prinzipiell ermöglichen das zwar die in Bild 23 und 25 gezeigten Netzwerke im Über-

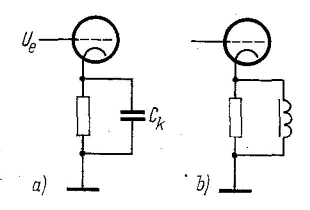


Bild 26
Einfachste elektronische Filterschaltungen a) Tiefenabfall b) Höhenabfall

tragungsweg, jedoch geht man meist den Weg der frequenzabhängigen Gegenkopplung.
Die einfachste Schaltung hierfür ist in Bild 26a zu sehen. Bei den tiefsten Frequenzen wirkt nur der Katodenwiderstand als Gegenkopplung; der parallelliegende Kondensator C_k bedeutet im Verhältnis zu R_k einen sehr großen Widerstand. Von einer gewissen Frequenz an muß der Einfluß von C_k berücksichtigt werden, er verkleinert die Gegenkopplung (die Verstärkung wird dadurch größer). Bei sehr hohen Frequenzen wird C_k praktisch kapazitiv kurzgeschlossen; die Gegenkopplung ist aufgehoben. Die gezeigte Schaltung ist sehr stabil, auch bei Fehldimensionierung kann der Verstärker nicht schwingen (soweit dafür keine anderen Ursachen vorliegen). Zur Berechnung der Höhenanhebung geht man zweckmäßig davon aus, bei welcher Frequenz der kapazitive Blindwiderstand $\frac{1}{\omega C}$ mit R_k betragsgleich ist — der Gesamtwiderstand im Katodenkreis beträgt dann wegen der geometrischen Addition der Teilströme $0{,}7 \cdot R_k$. Die sich nun ergebende Gegenkopplung oder Verstärkung wird nach den bekannten Regeln berechnet.*
Zur Tiefenanhebung kann man den Katodenwiderstand einer Verstärkerstufe durch eine Spule induktiv überbrücken (Bild 26b). Diese Schaltung ist jedoch nicht beliebt, da große Induktivitätswerte hierzu erforderlich sind, die leicht Brummeinstreuungen von fremden Magnetfeldern aufnehmen können.
Günstiger ist die Spannungsgegenkopplung zwischen Gitter und Anode einer Röhre. Bild 27a zeigt die Tiefen- und Bild 27b die Höhenanhebung. Die Grenzfrequenzen der beiden Schaltungen (3 dB Abfall) berechnen sich auch hier durch

$$f_g = \frac{1}{6{,}28\ RC};$$

R in Ω, C in F.

* Siehe hierzu auch Band 25 der Reihe „Der praktische Funkamateur": Niederfrequenzverstärker.

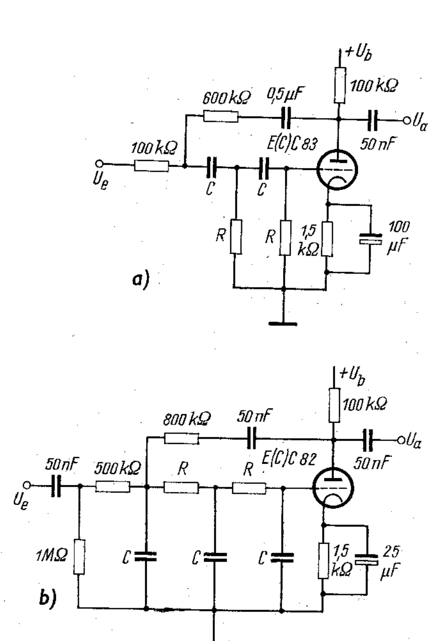


Bild 27
Elektronische Filter
a) Tiefpaß b) Hochpaß

Als Beispiel für die Musterausführungen sei erwähnt, daß in Bild 27a R = 250 kΩ und C ≈ 100 pF war. Zuzüglich der Schaltkapazität von etwa 25 pF, die zu C hinzuzurechnen ist, ergab sich die Grenzfrequenz um 5000 Hz. Durch Ersatz der Festkondensatoren C durch einen Dreigangdrehkondensator konnte die Grenzfrequenz verändert werden. In Bild 27b war C = 40 nF, R = 1 MΩ, die Grenzfrequenz somit 40 Hz. In beiden Schaltungen wurde — obwohl Bild 27a eine dreigliedrige RC-Kette und Bild 27b eine zweigliedrige RC-Kette enthält — etwa die gleiche Flankensteilheit von rund 18 bis 20 dB/Oktave erzielt.

Die Flankensteilheit dieser Schaltung ist beachtlich. Damit eine große Dämpfung bei den unerwünschten Frequenzen (bzw. eine große Anhebung der erwünschten Frequenzen) erreicht wird, ist eine möglichst hohe Verstärkung, ohne Gegenkopplung, anzustreben.

Durch Kombination beider Schaltungen gelingt es, bei entsprechender Dimensionierung einen Bandpaß aufzubauen.

Dieser läßt sich nicht nur für die Modulationsaufbereitung im Amateursender, sondern auch in Meßaufbauten usw. erfolgreich einsetzen. Beim Vergleich mit einem konventionellen LC-Paß mit gleicher Flankensteilheit fällt die große Überlegenheit der elektronischen Schaltung sofort auf.

Die elektronischen Filterschaltungen sollen mit einer kurzen Betrachtung der Zweistufengegenkopplung abgeschlossen werden. Wenn auch hierbei keine ausgesprochenen Filterschaltungen behandelt werden, so wird doch gerade diese Schaltung gern zur Entzerrung von Wiedergabeverstärkern herangezogen (Klangregelung).

Bild 28 zeigt die prinzipiellen Möglichkeiten. Mit C_1 wird der Einsatzpunkt der Tiefenanhebung bestimmt; R_1 legt in gewissen Grenzen fest, wie stark diese Tiefenanhebung maximal sein darf. Fehlt R_1, so steigt die Verstärkung bei den tiefen Frequenzen immer mehr an, je tiefer die Frequenz ist, wenn nicht andere Faktoren dies verhindern (Koppelkondensatoren usw.).

Der Kondensator C_2 schließt die Gegenkopplungsspannung bei hohen Frequenzen mit der Frequenz zunehmend kurz, die Verstärkung steigt dadurch bei hohen Frequenzen an. Ist eine Begrenzung der Höhenanhebung erwünscht, so muß in Reihe mit C_2 der Widerstand R_2 eingefügt werden. Auch bei vernachlässigbar kleinem Widerstand von C_2 sorgt R_2 dafür, daß ein Rest Gegenkopplung noch wirksam wird.

R_3, R_4 und R_5 bestimmen schließlich die Grundgegenkopplung bei mittleren Frequenzen, die nach bekannten Regeln berechnet werden kann.* Der Kondensator C_3 (groß gegenüber C_1) ist nicht notwendig, wenn es die Gleichspannungsverhältnisse gestatten. Man sieht aus dieser kurzen Erklärung, wie schwierig die exakte Berechnung komplizierter Gegenkopplungsschaltungen werden kann. Ohne den Wert einer exakten

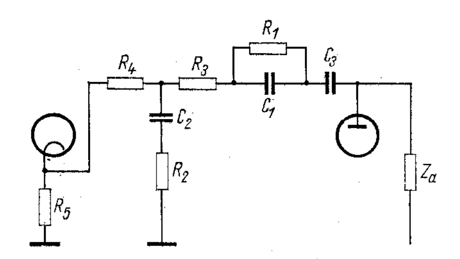


Bild 28
Beeinflussung des Frequenzgangs durch frequenzabhängige Gegenkopplung über zwei Stufen

* Siehe hierzu auch Band 25 dieser Broschürenreihe.

Vorausberechnung einschränken zu wollen (kein Entwicklungsingenieur kommt ohne sie aus), ist es für den Amateur doch günstiger, wenn er die entsprechenden Werte durch schrittweises Probieren optimal dimensioniert, dies um so mehr, als man Klangregler stets nach dem Gehör und nicht nach Berechnungen dimensioniert. Dennoch sollte man, um unnötig langes Ausprobieren zu vermeiden, zunächst eine orientierende Berechnung vornehmen.

Für jene Leser, die nicht über die hierfür notwendigen mathematischen Kenntnisse verfügen und ein langes Herumexperimentieren scheuen, werden in einem Beispiel die fertig dimensionierten Werte angegeben:

Verwendet wurde eine 6 SH 7 in der Vorstufe und eine 6 V 6 in Ultralinearschaltung für die Endstufe, die Anzapfung für das Schirmgitter (Steuersteg) der Endstufe ist an 1/3 der Windungszahl der Primärwicklung des Ausgangsübertragers geführt. Der Verstärker speist eine Lautsprecherkombination (einen Tiefton-, einen Mittelton- und 2 kapazitiv angekoppelte Hochtonlautsprecher). Es wird jedoch ausdrücklich darauf hingewiesen, daß die im folgenden angegebenen Werte in keiner Weise eine Universallösung sind, sondern nur für die speziellen akustischen Verhältnisse dieser Anlage eine gute Lösung ermöglichen.

$R_1 = \infty$; $C_1 = 5$ nF; $R_2 = 0$; $R_3 = 100$ kΩ; $R_4 = 1$ MΩ; C_3 entfällt. (Wegen der starken Absorption der hohen Schallfrequenzen am Aufstellungsort wurde keine Begrenzung des Höhenanstiegs für notwendig gefunden; die Koppelglieder bewirkten eine ausreichende Begrenzung der tiefen Frequenzen.)

3.5. Siebschaltungen für Einzelfrequenzen

Gelegentlich besteht die Aufgabe, eine bestimmte Frequenz aus einem Tonfrequenzgemisch auszusieben oder allein zu verstärken. Auch hierfür gibt es bewährte RC-Filter, oft in Verbindung mit elektronischen Schaltungen.

Eine der ältesten Schaltungen ist die sogenannte Wien-Robinson-Brücke (Bild 29). Sie erlaubt es, eine bestimmte Frequenz aus einem Gemisch auszusieben und im Kopfhörer allein hörbar zu machen. Dieses Problem kann im Stationsempfänger bei A_1- beziehungsweise A_2-Empfang auftauchen. Die Resonanzfrequenz der Brücke wird durch die Gleichung

$$f_r = \frac{1}{6{,}28\,RC}$$

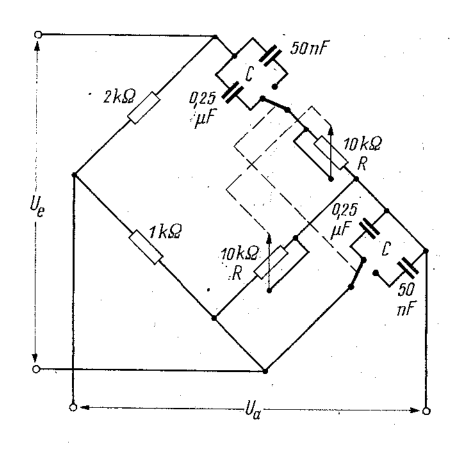


Bild 29
Siebglied mit Wien-Robinson-Brücke

bestimmt. Mit Hilfe der Wienbrücke kann man auch sehr gute und einfache RC-Tongeneratoren aufbauen, doch soll hier darauf nicht näher eingegangen werden.*

Eine entgegengesetzte Wirkung hat das Doppel-T-Glied (Bild 30). Bei ihm wird die Resonanzfrequenz (Berechnung nach derselben Formel wie bei der Wienbrücke) gesperrt, alle anderen Frequenzen dagegen werden durchgelassen; die Selektion ist sehr groß und hängt praktisch nur von der Genauigkeit der einzelnen Glieder ab. Bei *sorgsam* ausgewählten Widerständen und Kondensatoren ist eine Dämpfung von 60 dB noch zu erreichen, doch macht sich hierbei bereits die leiseste Veränderung eines Wertes (etwa durch Erwärmung) durch eine starke Dämpfungsminderung bemerkbar.

Ein Nachteil des Doppel-T-Gliedes besteht darin, daß seine Dämpfungskurve außerhalb Resonanz nicht sofort Null ist, sondern erst asymptotisch bei den Frequenzen Null und Unendlich gegen Null geht.

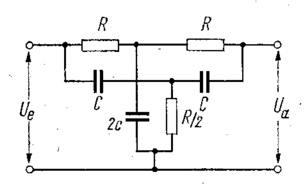


Bild 30
Äußerst selektives Siebglied mit der sogenannten Doppel-T-Schaltung

* Siehe auch Band 30 dieser Reihe: „NF-Verstärker-Meßtechnik".

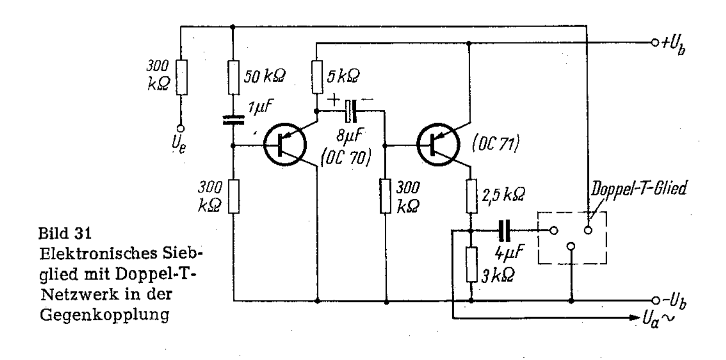


Bild 31
Elektronisches Siebglied mit Doppel-T-Netzwerk in der Gegenkopplung

Durch den Einbau eines Doppel-T-Gliedes in eine Gegenkopplung wird diese Gegenkopplung bei Resonanz des Doppel-T-Gliedes unwirksam, während sie bei allen anderen Frequenzen wirkt. Auf diese Art lassen sich sehr selektive Schaltungen realisieren, von denen Bild 31 eine Prinzipschaltung zeigt. Wichtig ist, daß der Quellwiderstand des Doppel-T-Gliedes klein, der Belastungswiderstand gegenüber den Widerständen des Gliedes groß sein muß. Der Nachteil dieser Filterverstärker besteht in den sehr exakt einzuhaltenden Werten des Doppel-T-Gliedes (Genauigkeit 10^{-2} bis 10^{-3} vom Sollwert.)
Eine weitere elektronische Siebschaltung ist der sogenannte Gütemultiplikator (Q-Multiplier). Hierbei wird die Güte eines Schwingkreises durch Mitkopplung erhöht, jedoch darf die Mitkopplung noch nicht zur Selbsterregung führen. Bild 32

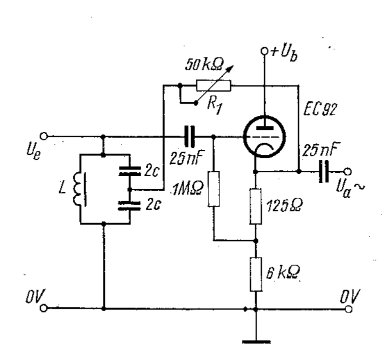


Bild 32
Gütevervielfacher mit der Röhre EC 92

zeigt die Schaltung. Die Anzapfung an den Schwingkreis ist kapazitiv, damit beim Regeln von R_1 (Regeln der Mitkopplung) die Gleichstromverhältnisse der Röhre nicht verändert werden.

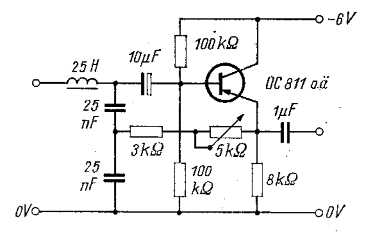


Bild 33
Gütevervielfacher mit Transistor nach Fischer (mit freundlicher Genehmigung der Redaktion „radio und fernsehen")

Doch läßt sich auch eine induktive Ankopplung ermöglichen. Elektronische Gütevervielfacher sind in der NF-Technik deshalb so wertvoll, weil NF-Schwingkreise mit L und C meist eine geringe Güte haben. Vorwiegend bei selbstgebauten Kreisen mit gerade vorhandenen Drosseln sind die Verluste oft besonders hoch. Hier hilft der Gütevervielfacher. Welche Güten mit den Vervielfachern in der Praxis erzielt werden, hängt in hohem Maße von den Daten des Kreises und erst in zweiter Linie von der Schaltung ab. Empfehlenswert ist eine stabilisierte Anodengleichspannung für die Gütevervielfacherröhre, damit keine Schwingungen bei Netzspannungsänderungen einsetzen.
Auch mit Transistoren lassen sich einfache Q-Multiplier aufbauen. Fischer erzielte mit der in Bild 33 gezeigten Schaltung eine Bandbreite von 10 Hz bei $f_0 \approx 1\,000$ Hz!

4. Dimensionierung und Verwendungszweck von elektronischen Impedanzwandlern

4.1. Prinzip der Anodenbasisstufe

Sehr oft findet man in der NF-Technik Anodenbasisstufen, sei es in der Verstärker-, sei es in der Meßtechnik. Obwohl diese Stufe keine Spannungsverstärkung ermöglicht, hat sie sich doch als sogenannter Impedanzwandler bewährt. Sie hat einen sehr hohen Eingangswiderstand, aber einen sehr geringen Ausgangswiderstand, der für viele Zwecke willkommen, wenn nicht sogar gefordert ist. In letzter Zeit bürgert sich auch die Kollektorstufe ein, weil sie ähnliche Eigenschaften hat.
Die genannten Vorteile der Anodenbasisstufe sind allgemein bekannt. Da aber viele die genauen Zusammenhänge nicht kennen, werden solche Schaltungen dann falsch dimensioniert. Sie arbeiten in solchen Fällen natürlich nicht optimal. Deshalb muß eine gute Anodenbasisstufe mindestens genauso sorgfältig dimensioniert werden wie andere Verstärkerstufen.
Bild 34 zeigt die Prinzipschaltung der Stufe. Die Eingangswechselspannung gelangt an das Gitter der Röhre, die Ausgangsspannung wird an der Katode abgenommen. Die Anode liegt am Pluspol der Anodengleichspannung, ist somit wechselspannungsmäßig geerdet. Deshalb besteht hinsichtlich der Schaltung auch kein Unterschied zwischen Triode und Pentode in Anodenbasisschaltung (Schirmgitter und Bremsgitter liegen ebenfalls wechselstrommäßig an Masse).
In der Praxis sieht die Anodenbasisstufe meist anders aus als in Bild 34. Der Katodenwiderstand muß möglichst groß sein, damit eine ausreichende Aussteuerbarkeit gesichert ist und nur geringe Verzerrungen auftreten. Als Faustformel mag man sich

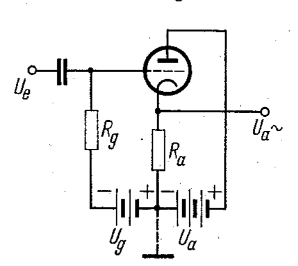


Bild 34
Prinzipschaltung der Anodenbasisstufe

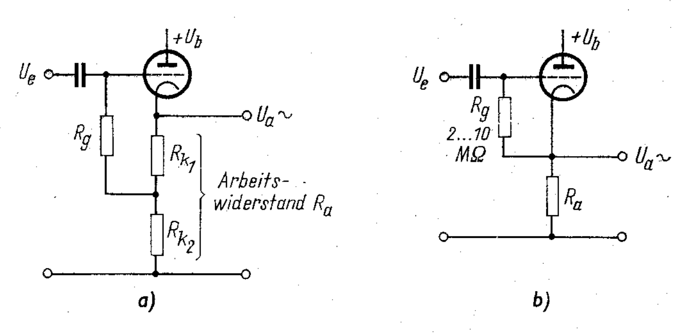


Bild 35 Zwei Möglichkeiten zur Erzeugung der Gittervorspannung in der Anodenbasisstufe a) mit unterteiltem Katodenwiderstand b) durch Gitteranlaufstrom

einprägen, daß der Widerstand zwischen Katode und Masse je nach Röhre etwa 5 kΩ bis 20 kΩ betragen soll. Sein Wert wird nach oben durch die Grenzdaten der Röhre beschränkt (maximal zugelassener Widerstand zwischen Heizfaden und Katode bzw. größte Gleichspannung zwischen diesen beiden Elektroden). In den meisten Fällen ist der Katodenwiderstand für die Gittervorspannungserzeugung zu groß, das heißt, an ihm fällt eine größere Spannung ab, als für die Gittervorspannung notwendig ist. Man unterteilt dann den Katodenwiderstand (Bild 35a). R_{k1} dient der Gittervorspannungserzeugung; $R_{k1} + R_{k2}$ ist der Arbeitswiderstand der Stufe.
Eine andere, oft verwendete Möglichkeit zur Gittervorspannungserzeugung zeigt Bild 35b. An dem hochohmigen Gitterableitwiderstand fällt infolge des Gitteranlaufstroms eine geringe Spannung ab (0,6 bis 1,2 V), die als Gittervorspannung wirkt. Diese Methode kann allerdings nur in Anfangsstufen mit geringer Aussteuerung angewendet werden, dort aber mit großem Erfolg.

4.2. Berechnung der Anodenbasisstufe

Aus Platzgründen werden hier nur die Endgleichungen bei der Berechnung der Anodenbasisstufe angegeben; die teilweise recht umfangreichen Ableitungen können in der einschlägigen Literatur nachgelesen werden (z. B.: „radio und fernsehen" 24/1958 und 2/1959).

Die Spannungsverstärkung der Anodenbasisstufe ist

$$V_u' = \mu' \cdot \frac{R_a}{R_i' + R_a};$$

hierin sind $\mu' = \frac{\mu}{\mu + 1}$

und $R_i' = \frac{R_i}{\mu + 1}$.

Der mathematisch geschulte Leser erkennt sofort aus der Verstärkungsgleichung, daß sich die Spannungsverstärkung für große R_a dem Wert 1 nähert. Dieser Fall ist nach Möglichkeit *immer* anzustreben.

Tabelle 1 stellt die charakteristischen Werte der Anodenbasisstufe der (üblichen) Katodenbasisstufe gegenüber. Aus den angegebenen Gleichungen können unschwer die betreffenden Werte berechnet werden.

Tabelle 1: Größen und Werte der Katodenbasisstufe im Vergleich zur Anodenbasisstufe

	KB-Stufe	AB-Stufe
Leerlaufverstärkung	μ	$\frac{\mu}{\mu + 1} = \mu' \approx 1$
Innenwiderstand	R_i	$R_i' = \frac{R_i}{\mu + 1} \approx \frac{1}{S}$
Steilheit	S	S
Spannungsverstärkung	$V_u = \mu \frac{R_a}{R_a + R_i}$	$V_u' = \mu' \frac{R_a}{R_a + R_i'}$
Eingangswiderstand*	R_{gk}	$\frac{R_{gk}}{1 - V_u'}$
Eingangskapazität	$C_e = c_{gk} + c_{ag} (1 + V_u)$	$C_e' = c_{ga} + c_{gk} (1 - V_u')$
Aussteuerung**	U_e	$U_e' (1 - V_u')$
Klirrfaktor	k	$k' = \frac{R_i + R_a}{R_i + R_a (\mu + 1)}$

* Gilt nur für Widerstände, die zwischen Katode und Gitter liegen, zum Beispiel R_g in Bild 35b. Bei Aufteilung des Katodenwiderstands (Bild 35a) ist die scheinbare Vergrößerung von R_g um den Spannungsteilerfaktor von R_{k1} und R_{k2} zu verringern.

** Die Aussteuerung ist gleich der zwischen Gitter und Katode der Röhre wirkenden Wechselspannung.

Wie aus der Tabelle ersichtlich, ist die maximal anlegbare Eingangsspannung bei der Anodenbasisstufe sehr groß, da nur die Differenz U_e $(1 - V_u)$ zur Aussteuerung dient. Schon daraus erkennt man den Vorteil großer Außenwiderstände (Verstärkung nahezu 1).

Beispiel: Die Verstärkung einer Anodenbasisstufe wurde zu 0,98 errechnet. Die negative Gittervorspannung beträgt —2 V. Wie groß kann die am Gitter liegende Eingangswechselspannung sein, ohne daß die Röhre ins Gebiet positiver Gittervorspannungen gesteuert wird?

Antwort: Zur Aussteuerung trägt nur die Spannung

$$U_e (1 - 0{,}98) = 0{,}02\, U_e$$

bei. Dieser Wert ist maximal gleich 2 V Spitzenspannung, weil größere Amplituden die Röhre ins Gebiet positiver Gittervorspannungen steuern würden, oder 1,414 V effektiv bei sinusförmigem Spannungsverlauf. Nunmehr kann die maximale Eingangsspannung berechnet werden:

$$0{,}02\, U_e = 1{,}414 \text{ V effektiv};$$
$$U_e \approx 71 \text{ V effektiv (!)}.$$

Man sieht aus diesem Beispiel, welch gewaltiger Unterschied sich gegenüber der (üblichen) Katodenbasisschaltung ergibt: Bei einer Eingangsspannung von 71 V effektiv wäre diese restlos übersteuert!

Man beachte auch den Rückgang der Verzerrungen bei der Anodenbasisstufe gegenüber der Katodenbasisstufe (bei diesem Vergleich ist auf gleiche Außenwiderstände und gleiche Aussteuerung des Anodenstroms bezogen). Diese Verzerrungsminderung gilt natürlich nur, wenn die Stufe nicht völlig übersteuert wird, das heißt, wenn der Anodenstrom während der gesamten Wechselspannungsperiode niemals Null ist.

Hier nun die Schilderung der häufigsten Fehler, die bei Unkenntnis der genauen Verhältnisse beim Entwurf von Anodenbasisstufen gemacht werden:

Die Anpassung des Außenwiderstands darf niemals an den fiktiven Innenwiderstand R_i' erfolgen. Der meßbare Innenwiderstand R_i' der Anodenbasisstufe ist zwar sehr klein, doch wird er durch die Gegenkopplung bedingt. Beim Entwurf von Leistungsverstärkern in Anodenbasisschaltung muß bei der Anpassung genauso vorgegangen werden, als befände sich die Röhre in Katodenbasisschaltung!

Eine eingehende Betrachtung zeigt, daß es kaum einen Vorteil bringt, Leistungsstufen in Anodenbasisschaltung zu betreiben.

Die bei gleicher Ausgangsleistung geringere Verzerrung steht in keinem Verhältnis mit der hohen Eingangswechselspannung. Außerdem kann eine Röhre nur eine bestimmte unverzerrte Maximal-(Wechselstrom-)Leistung liefern, ganz gleich, in welcher Schaltung sie betrieben wird.
Die Überlegenheit der Anodenbasisschaltung tritt nur bei großen Außenwiderständen zutage. AB-Stufen mit Außenwiderständen von einigen hundert Ohm sind nicht optimal dimensioniert.

4. 3. Typische Anwendungen der Anodenbasisstufe

Bereits bei der Behandlung der LC-Filter in Abschnitt 3 war davon die Rede, daß diese ein- und ausgangsseitig mit ihrem Wellenwiderstand Z abgeschlossen sein müssen.* Hierzu bietet sich die Anodenbasisstufe als nahezu ideale Lösung an. Bild 36 zeigt die Schaltung. In Reihe mit der Anodenbasisstufe befindet sich vor dem Filter der Widerstand R. Er ergibt sich aus der Differenz $Z - R_i'$.

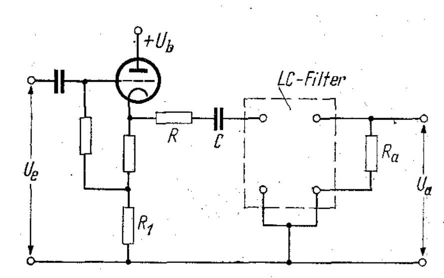


Bild 36
Anodenbasisstufe als Anpaßglied vor LC-Filter

Hat beispielsweise das Filter einen Wellenwiderstand Z von 1 000 Ω und die Anodenbasisstufe einen fiktiven Innenwiderstand R_i' von 250 Ω, so beträgt $R = 1\,000 - 250 = 750\,\Omega$. Der Widerstand R_1 dient nur zur Schließung des Gleichstromkreises; er ist hochohmig gegenüber R_i'. In dem hier gewählten Beispiel würde man $R_1 \approx 5$ bis 10 kΩ groß machen. Als Außenwiderstand der Stufe wirkt im Durchlaßbereich immer $R_a + R$, im vorliegenden Fall 1 750 Ω. Dieser geringe Wert des Außenwiderstands bedingt selbstverständlich auch eine geringe Aussteuerung, günstiger wäre ein etwas hochohmigeres Filter,

* Unter Berücksichtigung des sich aus praktischen Erfahrungen ergebenden Korrekturfaktors 0,8 oder 1,25.

wobei interessanterweise die vom Röhrengitter zum Filterabschlußwiderstand übertragene Spannung unabhängig vom Wert des Widerstands Z ist. Sie ist in allen Fällen $U_e \cdot \frac{\mu'}{2}$ und damit nahezu die Hälfte von U_e. Die Schaltung bietet neben der bequemen Anpassung den Vorteil, daß keine Rückwirkung auf die am Gitter angeschlossene Tonfrequenzquelle U_e stattfindet.

Der Kondensator C in Bild 36 dient zur gleichspannungsmäßigen Trennung. Bei Hochpaßgliedern in T-Schaltung kann er logischerweise entfallen, nicht aber in π-Hochpässen. Der Wert von C muß so groß gewählt werden, daß er die Filterdaten nicht beeinflußt, das heißt, sein kapazitiver Blindwiderstand $1/\omega C$ muß bei der tiefsten übertragenen Frequenz kleiner oder gleich 0,1 Z sein! Wie einfache Beispiele zeigen, gelangt man dabei zu großen Kapazitäten.

Ein weiteres Beispiel für die zweckmäßige Verwendung von Anodenbasisstufen:

Eine Tonfrequenzquelle, beispielsweise ein Plattenspieler, wird aus räumlichen Gründen entfernt vom Verstärker angeordnet. Es ist äußerst unzweckmäßig, zwischen Plattenspieler und Verstärker eine längere hochohmige Leitung zu verwenden: Ist diese abgeschirmt, so werden die hohen Frequenzen weitgehend von der Kabelkapazität kurzgeschlossen; ist sie nicht abgeschirmt, dann sind Brummeinstreuungen von benachbarten Wechselfeldern auf die Leitung unvermeidbar.

Aus diesen Gründen schließt man unmittelbar an den Plattenspielertonabnehmer einen Impedanzwandler an, der eine niederohmige Weiterführung ermöglicht. Im Gegensatz zum (gewickelten) Übertrager bleibt der Spannungspegel bei Verwendung einer Anodenbasisstufe nahezu erhalten. Bild 37

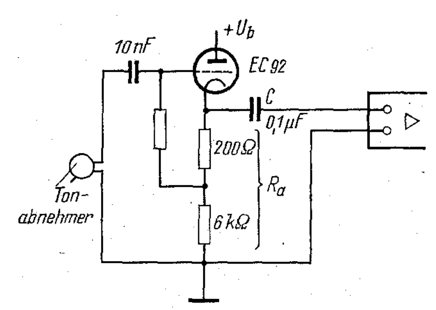


Bild 37
Anodenbasisstufe als Impedanzwandler vor langen NF-Leitungen

zeigt die Schaltung. Der Außenwiderstand R_a ist auch hier hochohmig gegenüber dem fiktiven Innenwiderstand R_i'.
C dient nur zur galvanischen (gleichstrommäßigen) Trennung, sein Wert richtet sich nach dem Eingangswiderstand des Verstärkers am Ende der Leitung (Größenordnung 500 kΩ bis 1 MΩ).
Dieser Eingangswiderstand darf für die Anodenbasisstufe keine Belastung sein, was im allgemeinen auch nicht der Fall ist. In diesem Zusammenhang sei vor einer Schaltung gewarnt, die man gelegentlich findet: dem Anschluß des Kabels mit einem niederohmigen Widerstand, der dem Wert von R_i' der Anodenbasisstufe entspricht. Diese ungünstige Schaltung wird fälschlich damit begründet, daß der niedrige Abschlußwiderstand notwendig sei, damit die Leitung niederohmig wird. In Wirklichkeit ist die Niederohmigkeit der Leitung durch den niedrigen R_i' der Anodenbasisstufe begründet. Erst bei sehr hohen Frequenzen (Videofrequenzen) und langen Leitungen hat der niederohmige Abschluß eine gewisse Berechtigung, aber auch dann arbeitet die Anodenbasisstufe unter ungünstigen Bedingungen (niedriger Außenwiderstand).
Weitere Verwendung findet die Anodenbasisstufe besonders in der NF-Meßtechnik. Auf die dort anzutreffenden speziellen Schaltungen soll hier nicht näher eingegangen werden, da das den Rahmen dieser Broschüre überschritte. Zusammenfassend kann gesagt werden, daß man die Anodenbasisstufe überall dort vorteilhaft einsetzt, wo ein sehr hochohmiger Eingangs- oder ein niedriger Ausgangswiderstand erwünscht ist.
Entsprechend den Eigenschaften der Anodenbasisstufe kann die Frequenzabhängigkeit ihrer Verstärkung im Niederfrequenzbereich bedenkenlos vernachlässigt werden.

4.4. Die Kollektorstufe

Eine grobe Analogie zwischen Elektronenröhre und Transistor ist, wenn die Katode durch den Emitter, das Gitter durch die Basis und die Anode durch den Kollektor ersetzt wird.
Nach dieser Betrachtung müßte sich eine Anodenbasisstufe durch eine Transistorstufe ersetzen lassen, bei der der Kollektor („die Anode") als gemeinsame Elektrode von Ein- und Ausgangskreis dient. Die Eingangsspannung wird der Basis (dem „Gitter") zugeführt, die Ausgangsspannung am Emitter (der „Katode") (Bild 38) abgenommen. Tatsächlich weist eine

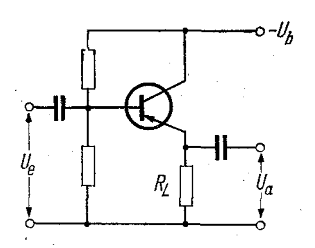


Bild 38
Prinzipschaltung der Kollektorstufe

derartige Stufe große Ähnlichkeiten in ihren Eigenschaften mit der Anodenbasisstufe auf.

Der hochohmige Eingangswiderstand der Kollektorstufe berechnet sich näherungsweise zu

$$r_E \approx \frac{h_{11} + R_L}{1/\beta + h_{22} \cdot R_L} \approx \beta \cdot R_L\,;$$

hierin sind $\beta = h'_{21}$ die Kurzschlußstromverstärkung in Emitterschaltung, R_L der Außenwiderstand der Stufe (Belastungswiderstand).

Der Lastwiderstand steht mit dem Eingangswiderstand in folgender Beziehung:

$$R_L \approx \frac{r_E}{\beta}.$$

Beispiel: Die Schaltung gemäß Bild 38 wird mit einem rauscharmen Transistor OC 827 bestückt. Der Eingangswiderstand der Stufe soll 500 kΩ betragen. Aus den Daten des Transistors ($\beta = 20$) ergibt sich ein maximaler Lastwiderstand von

$$R_L \approx \frac{5 \cdot 10^5}{20} = 25\ \mathrm{k\Omega}\,.$$

Es soll nochmals ausdrücklich darauf hingewiesen werden, daß die hier angeführten Formeln grobe Näherungen sind, die dem Praktiker eine überschlagsmäßige Berechnung ermöglichen. Für die genauen Berechnungen wird auf die einschlägige Transistorliteratur verwiesen.*

Der niederohmige Ausgangswiderstand R_i' der Kollektorstufe ergibt sich ungefähr zu

$$R_i' \approx R_G/\beta.$$

Soll auf eine Kollektorstufe eine weitere Transistorstufe folgen, so ist deren Eingangswiderstand oft zu niedrig, als daß

* Besonders empfehlenswert ist der Lehrgang „Transistortechnik" von Ing. Manfred Pulvers in „radio und fernsehen" 1959 bis 1962.

er einen hinreichend großen Eingangswiderstand der Kollektorstufe gewährleisten könnte. Man schaltet in solchen Fällen eine zweite Kollektorstufe oder eine gegengekoppelte Emitterstufe hinter die Eingangsstufe. Diese Einschränkung gibt es bei der Anodenbasisstufe nicht, da es bei ihr keine (oder nur eine vernachlässigbare) Rückwirkung zwischen Ein- und Ausgangswiderstand gibt.
Tafel 2 zeigt eine Zusammenstellung der wichtigsten Eigenschaften der 3 Grundschaltungen von Transistorverstärkern. Sie soll dazu dienen, daß man sich diese wichtigen Merkmale ins Gedächtnis ruft, da sie im allgemeinen weniger bekannt sind als die der 3 Röhren-Grundschaltungen.

Tabelle 2: Die wichtigsten Eigenschaften der 3 Transistor-Grundschaltungen

	Emitterschaltung	Basisschaltung	Kollektorschaltung
Eingangswiderstand	10 bis 10 kΩ	einige 10 Ω	einige 100 kΩ
Ausgangswiderstand	einige 10 kΩ	einige 100 kΩ	10 bis 100 Ω
Stromverstärkung in der Schaltung	10 bis 200	1	10 bis 200
Spannungsverstärkung in der Schaltung	100 bis 1 000	100 bis 1 000	1
Leistungsverstärkung	10^3 bis 10^4	100 bis 1 000	10 bis 200

(Die Größenangaben sind nur Anhaltswerte; die genauen Größen ergeben sich aus dem jeweils gewählten Arbeitspunkt des Transistors.)

4.5. Gitterbasis- und Transistorbasisschaltung

Gitterbasisstufe (Bild 39a) und Transistorbasisstufe (Bild 39b) werden in der NF-Technik (besonders die GB-Stufe) relativ wenig angewendet. Die Ursache dafür ist der niedrige Ein-

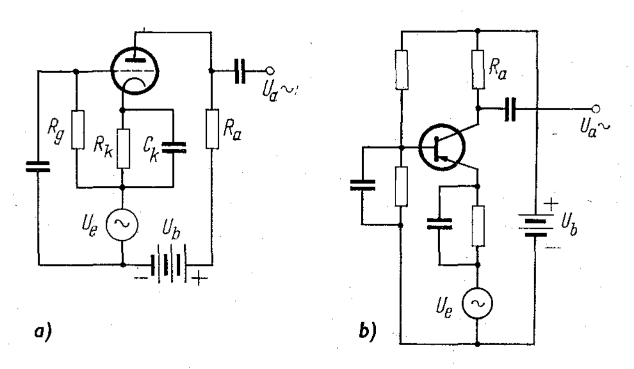


Bild 39 „Aufwärts"-Impedanzwandler a) Gitterbasisstufe b) Basisstufe

gangswiderstand beider Stufen, der eine relativ große Steuerleistung erfordert. Die Spannungsverstärkung ist praktisch genauso groß wie in Katodenbasis- oder Emitterschaltung. Die Vorteile bei sehr hohen Frequenzen (keine Neutralisierung erforderlich, höhere Grenzfrequenz beim Transistor) kommen in der Niederfrequenztechnik nicht zur Wirkung.

Trotzdem kann die Gitterbasisstufe (bzw. ihr Pendant beim Transistor) überall mit Vorteil eingesetzt werden, wenn ohnehin ein niederohmiger Generatorwiderstand vorliegt, der auch eine niederohmige Belastung verträgt oder verlangt. Die Verstärkerstufe dient dann gewissermaßen als Aufwärtsübertrager, wobei die Leistungsverstärkung eine willkommene Zugabe ist.

Bild 40 zeigt eine Vorverstärkerstufe für Kohlemikrofone. Diese nur noch selten verwendete Mikrofonart (übrigens sehr preiswert) benötigt einen Ruhegleichstrom. Meist wird der Anodenstrom der Röhre (Anfangsstufe) hierfür nicht ausreichen. In diesem Falle vergrößert der Widerstand R den

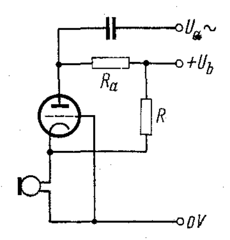


Bild 40
Vorverstärker mit Gitterbasisstufe für Kohlemikrofone

Gleichstrom durch das Mikrofon. Er ist so hochohmig gegenüber dem niederohmigen Röhreneingangswiderstand,

$$R_{E, GB} = \frac{R_i + R_a}{\mu + 1},$$

daß er das Kohlemikrofon nicht merklich belastet. Im Vergleich zu den üblichen Mikrofonübertragern ist die gezeigte Röhrenschaltung unempfindlich gegen magnetische Brummeinstreuungen.

5. Schwellwertempfindliche Schaltungen

5.1. Begriffsbestimmung, Anwendungen

Es gibt Verstärkerschaltungen, die kleine Amplituden überhaupt nicht verstärken. Erst wenn ein bestimmter Wert der Eingangsspannung überschritten wird, findet eine Verstärkung statt. Den Pegel, der die Grenze zwischen den beiden erwähnten Arbeitsweisen bildet, nennt man Schwellwert. Obgleich im ersten Moment ein Nutzen derartiger Schaltungen nicht einleuchtet, verwendet man sie gelegentlich mit Vorteil. In lärmerfüllten Räumen, in denen über eine Gegensprechanlage oder einen Sender gesprochen werden soll, bewirkt eine Schwellwertschaltung, daß in den Gesprächspausen die Gegenseite nicht von dem Geräuschteppich belästigt wird. Ein Empfänger läßt das Rauschen nicht durch, erst bei Empfang öffnet sich der NF-Kanal („Stummabstimmung"). Man kann sogar einen speziellen Sende-Empfangs-Schalter einsparen: Die Umschaltung erfolgt automatisch, wenn man das Mikrofon des Senders bespricht. Schon diese kurze Aufzählung zeigt die Vorteile von schwellwertabhängigen Schaltungen; doch bei einigem Nachdenken erkennt man auch die bei diesen Schaltungen auftretenden Probleme.

5.2. Einfache Rauschsperre ohne besondere Zeitkonstante

Die einfachste Schwellwertschaltung ist die Rauschsperre*. Aus der Wirkungsweise der Diodenclipper (Abschnitt 1.) geht die Funktion der Rauschsperre hervor. Im NF-Weg befinden sich je eine Diode für jede Halbwelle. Durch eine Vorspannung an den Dioden wird beim Rauschunterdrücker erreicht, daß *kleine* Amplituden nicht weitergeleitet werden. Erst bei *größeren* Amplituden werden die Dioden leitend. Der Schwellwert läßt sich einstellen, indem man die Diodenvorspannung ändert. Voraussetzung für die Wirkungsweise dieser Rauschunterdrückung ist, daß die Amplituden der Nachricht (des Signals) das Rauschen stark überschreiten, da die Nachricht sonst nur

* Hier interessieren nur NF-Rauschunterdrückungsschaltungen, die nicht mit den in UKW-FM-Empfängern anzutreffenden verwechselt werden dürfen.

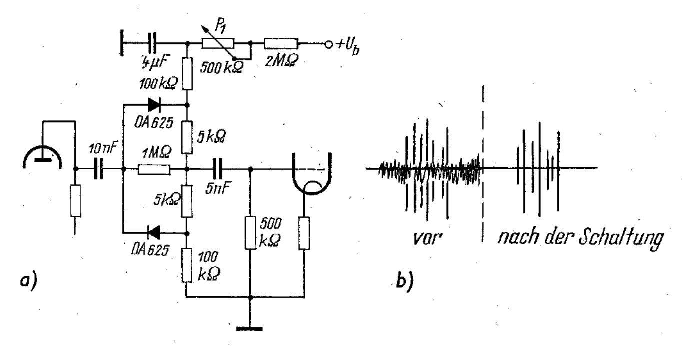


Bild 41 Rauschsperre (schwellwertempfindliche Schaltung ohne Zeitkonstante) zum einfachen nachträglichen Einbau in Empfänger
a) Schaltung b) NF-Spektrum

sehr verstümmelt wiedergegeben wird. Nach dem subjektiven Eindruck kann man bei der Beurteilung des Signal-Rauschverhältnisses nicht gehen, nur eine Messung (Oszillografenbild) liefert objektive Aussagen.
Bild 41a zeigt eine einfache Schaltung mit Germaniumdioden. Der Typ spielt keine große Rolle, doch sollen beide Dioden die gleiche Kennlinie haben. Mit P_1 kann die Schwellwertspannung eingestellt werden. Zweckmäßigerweise wird die Schaltung zwischen Vorstufe und NF-Endstufe angeordnet; eine Gegenkopplung über beide Stufen ist dann nicht zu empfehlen.
Praktische Erfahrungen ergeben, daß das „Herausschneiden" der kleinen Amplituden (Bild 41b) keine so großen Verzerrungen ergibt, daß die Verständlichkeit darunter stark leiden könnte. Unter anderem wird dies von der Kennlinie der Halbleiterdioden bewirkt, die einen sehr langsamen Übergang vom Sperr- zum Durchlaßbereich aufweisen (kein scharfer Knick).
Ein besonderer Vorteil der gezeigten Schaltung ist der in den Sprechpausen völlig stumme Empfänger. Telegrafiesignale werden übrigens verzerrungsfrei übertragen. Die hier gezeigte Methode des „Herausschneidens" kleiner Amplituden ist zwar ein wirksames Mittel, führt aber bei kleinen Signal-Rauschverhältnissen zu hörbaren Verzerrungen. Deshalb sind solche Schaltungen für die Funkpraxis wichtiger, die bei kleinen Amplituden zwar sperren, sich aber beim Auftreten großer Amplituden (Nutzsignal) *für alle* öffnen. Hierfür gibt es ver-

schiedene Verfahren, die jedoch alle mit einer gewissen Zeitkonstante für das „Ansprechen" und das „Abschalten" arbeiten. Sie werden deshalb oft „akustische Schalter" genannt.

5.3. Schwellwertempfindliche Schaltungen mit Zeitkonstante

Die obenerwähnten Schwellwertschaltungen müssen eine sorgfältig ausgewählte Zeitkonstante haben. Die Ansprechzeit muß kurz sein, damit von der Nachricht möglichst wenig verlorengeht; eine fehlende Silbe oder ein fehlendes Wort am Anfang macht unter Umständen zeitraubende Rückfragen nötig oder kann zu falscher Weitervermittlung der Nachricht führen. Andererseits darf die Ansprechzeit nicht so kurz sein, daß nicht zur Nachricht gehörende (zufällige) Signale, wie Störimpulse usw., den NF-Kanal öffnen. Die Abklingzeit muß lang sein, damit die zwischen zwei Wörtern notwendige normale Sprechpause nicht zum Sperren des NF-Kanals führt.
Bild 42 zeigt das Prinzip einer einfachen schwellwertempfindlichen Schaltung mit mechanischen Mitteln. Beim Auftreffen einer Amplitude ausreichender Größe und Zeit zieht das Relais an und schließt über seine Kontakte a—b die Verbindung zu den weiteren Verstärkern des NF-Kanals. Die Ansprechzeit ergibt sich mit der Zeitkonstante [R_d (Innenwiderstand des Gleichrichters) plus R_i' (Innenwiderstand der Anodenbasisstufe) plus Kupferwiderstand des Relais] mal Kapazität des Kondensators C zuzüglich der Zeitkonstante des Relais selbst. Die Abklingzeit errechnet sich einfach aus dem Produkt $R_r \cdot C$ (R_r = Sperrwiderstand des Gleichrichters). In beiden Fällen ist die Dimension der Zeitkonstante die Sekunde, wenn die

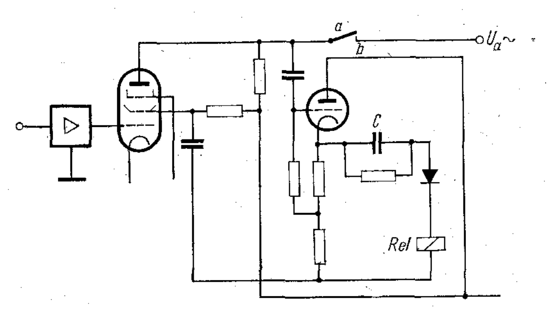


Bild 42 Prinzip der schwellwertempfindlichen Schaltung mit Zeitkonstante

Widerstandswerte in Ohm, die Kapazität in Farad eingesetzt werden.
Die Zeitkonstante der Schaltung in Bild 42 kann durch Maßnahmen vergrößert werden, die sich auf das Relais auswirken (Kurzschlußwicklung usw.). Da derartige Maßnahmen aber ausgesprochen zum Gebiet der Fernmeldetechnik gehören, wird nicht näher auf sie eingegangen. Der Elektroniker (im allgemeinen Sinne des Wortes) hat ohnehin oft eine Abneigung gegen alles, was mit Relais zusammenhängt.
Man kann das Relais in der Schaltung Bild 42 ohne weiteres durch eine elektronische Einrichtung ersetzen. Es gibt verschiedene Möglichkeiten. Bild 43 zeigt eine davon (Prinzip). Die von der Diode gelieferte Gleichspannung öffnet eine Röhre, die „normalerweise" durch eine hohe Gittervorspannung gesperrt wird. In dieser Schaltung ist ein scharfer Knick in der U_g/I_a-Kennlinie der $Rö_2$ wichtig. Regelröhren sind unbrauchbar! Die Diode D verhindert, daß bei starken Amplituden die Gittervorspannung positiv wird. Bei einwandfreier Begrenzung vor der schwellwertempfindlichen Schaltung besteht diese Gefahr nicht.
Aus den zahlreichen Industrieschaltungen für lautstärkeabhängige Schalter ist in Bild 44 eine einfache Einrichtung zu sehen, die Tonband- und Banddiktiergeräte automatisch beim Sprechen in das Mikrofon in Tätigkeit setzt. Vom Eingang gelangt das Signal nach entsprechender Verstärkung (eventuell kann der Endverstärker hierzu mit herangezogen werden) über einen Übertrager an die Gleichrichterröhre EAA 91. Der Übertrager kann eine „billige" Ausführung sein, da lineare und nichtlineare Verzerrungen keine Bedeutung haben. Über den Spannungsteiler R_1/R_2 gelangt die Schwellwertspannung an die Dioden (Größe etwa 100 V). Überschreitet eine Amplitude

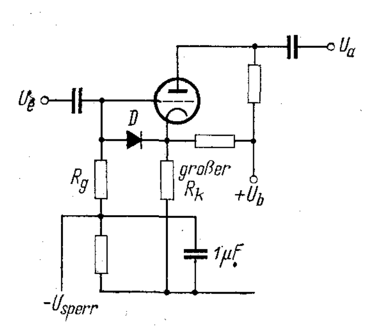


Bild 43
Prinzip des elektronischen Relais (möglichst scharfer Kennlinienknick der Röhre erwünscht)

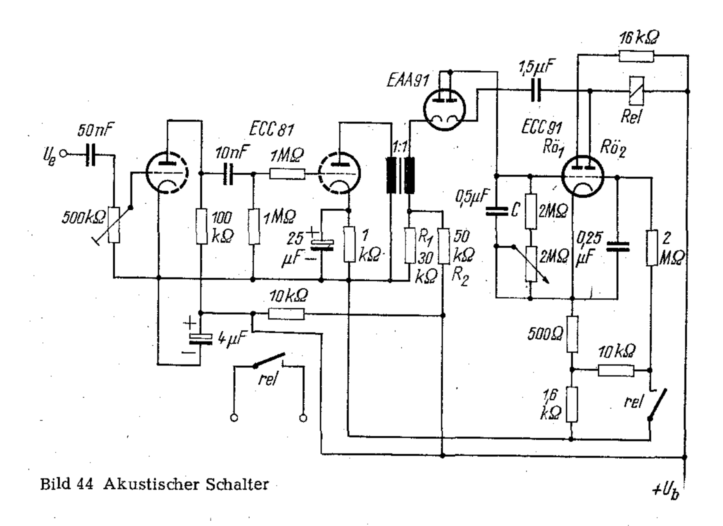


Bild 44 Akustischer Schalter

diesen Schwellwert, so lädt sich der 0,5-µF-Kondensator C auf, die Gleichspannung sperrt das erste System der ECC 91. Deshalb ist der Stromfluß durch den gemeinsamen Katodenwiderstand geringer, die Katode wird positiver. Es fließt ein größerer Anodenstrom durch die $Rö_2$ und die Relaiswicklung: Das Relais zieht an. Das Tonbandgerät (der Sender) wird über weitere Relais eingeschaltet, die hier nicht einzeln erwähnt werden. In Sprechpausen entlädt sich C über die beiden 2-MΩ-Widerstände, Röhrensystem $Rö_1$ wird leitend usw. (umgekehrter Vorgang zu dem obenbeschriebenen). Das Relais fällt ab, das Tonbandgerät (der Sender) schaltet ab.

Diese Schaltung läßt sich nach Belieben variieren. Besonders in bezug auf die Zeitkonstante können hier keine verbindlichen Angaben gemacht werden, da diese sehr stark von dem zu schaltenden Gerät oder vom Verwendungszweck abhängt. In der Originalschaltung gilt für die Zeitkonstante 1 s (Tonbandgerät), doch ist dies nicht für andere Gerätearten unbedingt ein Optimum. Ein einfacher elektronischer Sende-Empfangs-Schalter von UB 5 KAB ist in der Zeitschrift „funkamateur" 10/1962, S. 345, zu finden.

Eine relativ einfache elektronische Schwellwertschaltung ergibt sich bei Verwendung von Thyratrons. Diese in der industriellen Elektronik oft verwendeten Bauelemente funktionieren folgendermaßen: Zwischen Anode und Katode der Thyratron-

röhre liegt, wie üblich, eine Gleichspannung. Das Steuergitter ist negativ vorgespannt. Es fließt kein Anodenstrom, die Röhre hat noch nicht gezündet. Tritt jetzt am Gitter ein positiver Impuls auf, so zündet die Röhre, und es ist ein Anodenstrom vorhanden — auch nach dem Verschwinden des Impulses. Erst durch kurzseitiges Unterbrechen der Anodenspannung „erlischt" die Röhre wieder.

Den Impuls für das Steuergitter kann man einem NF-Verstärker entnehmen, der von einem Mikrofon ausgesteuert wird. Der Anodenstrom des Thyratrons durchfließt die Wicklung eines Relais, das beispielsweise eine Alarmanlage anregt. Dadurch erreicht man, daß bei Schritten, Geräuschen usw. der Alarm ausgelöst wird. Natürlich kann das Relais auch andere Funktionen haben, doch ergibt sich aus den Eigenschaften des Thyratrons, daß damit keine schwellwertempfindlichen Schaltungen gebaut werden können, die nach der auslösenden Amplitude selbsttätig wieder in den Ruhestand zurückkehren (zumindest nicht mit tragbarem Aufwand).

Abschließend noch ein transistorisierter akustischer Schalter (Bild 45) nach Jakubaschk. Er wurde speziell für das Einschalten von Tonbandgeräten ausgelegt und aus der Richtspannung des Aussteuerungsmessers (magisches Auge) gesteuert. Gestrichelt gezeichnet (in Bild 45) ist ein einfacher Gleichrichter, der aus dem Modulationsverstärker gespeist werden kann. Er benötigt etwa 3 V effektiv; mit R_1 kann man die Empfindlichkeit in gewissen Grenzen variieren (vergrößern bei höherer Eingangsspannung oder umgekehrt). Für D_1 muß eine hochsperrende Diode verwendet werden (I_{sperr} für U_{sperr} 5 V höchstens 10 μA). Die Schaltung arbeitet so, daß beim Auftreten einer NF-Spannung am Eingang, die den Schwellwert überschreitet, das Relais abfällt. Bei Verschwinden der Eingangsspannung zieht das Relais nach einer gewissen Zeit wieder an. (Im Mustergerät betrug die Ansprechzeit ≈ 0,3 s, die Abkling-

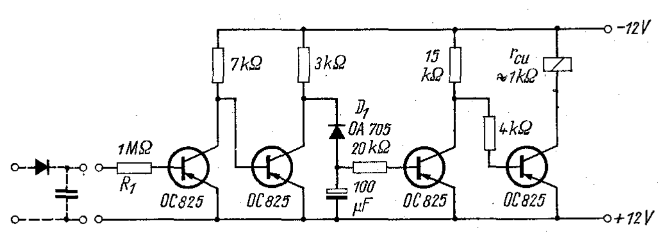


Bild 45 Transistorisierter akustischer Schalter von Jakubaschk

zeit $\approx$ 17 s.) Mit den Relaiskontakten kann man beliebige Geräte (Sender, Tonbandgeräte usw.) schalten.
Eine ähnliche transistorisierte Schaltung für einen akustischen Schalter wurde von Gujewski (DM 3 BEB) in der Zeitschrift „funkamateur" 3/1963 beschrieben.

6. Literaturverzeichnis

Bücher

Autorenkollektiv, Amateurfunk; Verlag Sport und Technik, Berlin 1958

Fischer, Transistortechnik für den Funkamateur; Verlag Sport und Technik, Berlin 1961

Handbuch der Funktechnik und ihrer Grenzgebiete, 6. Band; Frankh'sche Verlagshandlung, Stuttgart 1941

Zeitschriften

„radio und fernsehen" 4/1955, 16/1958, 3/1959, 3/1961

„funkamateur" 9/1960, 1/1961, 7/1961, 12/1961, 4/1962, 12/1962, 1/1963

„Wireless World" 1 und 2/1956

„Funktechnik" 19/1956, 18/1958

„electronics" 2/1960

„Funkschau" 23/1958

Patentschriften

US-Patent 2 679 926 (Miller)

1. bis 10. Tausend
Redaktionsschluß: 15. Juni 1963
Deutscher Militärverlag . Berlin 1964
Lizenznummer 5
Zeichnungen: Brigitta Westphal
Lektor: Wolfgang Stammler
Vorauskorrektor: Christa Ewert
Hersteller: Jürgen Hecht
Gesamtherstellung: Druckerei Völkerfreundschaft, Dresden (III/9/1)
EVP: 1,90 DM



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG